n.345 - Maggio 2014

leggi Fare Elettronica su

www.ie-cloud.it

come usarli correttamente

strumentazione

FREQUENZIMETRO

digitale, con PIC16F628A

Creare effetti luce in PWM

Lettura sensore DHT22 con PIC

Sistema di monitoraggio batterie

Fare Elettronica n.345 – Maggio 2014

Sommario

Frequenzimetro digitale *pag. 4*
Nel banco di lavoro dell'hobbista oltre all'alimentatore e all'immancabile tester, lo strumento più ambito è il frequenzimetro in particolare se l'appassionato ama sperimentare con l'alta frequenza…

Effetti luce in PWM *pag. 11*
Questo articolo mostra come sia possibile commutare il PWM su più di un pin di un microcontrollore PIC. Il codice è stato realizzato in linguaggio C, con codice portabile su due compilatori: MikroC e BoostC.

Come usare gli SCR correttamente *pag. 21*
L'SCR rientrando nella categoria dei componenti attivi, costiuisce un diodo controllato in grado di entrare in conduzione in seguito alla polarizzazione di un elettrodo di controllo. La sua versatilità risulta flessibile nelle applicazioni per modulazione di fase del segnale e gli elevati valori di tensione e corrente che può sopportare ne permettono l'inserimento nel campo della tensione di rete 230 – 380Vac

Interfacciamento sensore DHT22 con PIC18F26K80 *pag. 49*
La misurazione di parametri ambientali quali temperatura e umidità può essere effettuata mediante l'uso di sensori analogici che digitali. La Aosong ha messo in commercio un sensore digitale di particolare interesse con protocollo one wire (proprietario).

Sistema di monitoraggio batterie (terza parte) *Pag. 60*
E' venuto il momento di presentare la nostra applicazione, essa è composta di due distinte unità: il MASTER e lo SLAVE. Cominceremo dalla prima delle due poiché essa rappresenta il "cuore" del nostro sistema di misura.

NEWS *pag. 79*
Regolatore step-down sincrono da 65V e 2,2MHz
LEM estende la gamma di misurazioni arrivando a 250A
TI presenta il microcontrollore Hercules

Frequenzimetro digitale

By Redazione | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

Nel banco di lavoro dell'hobbista oltre all'alimentatore e all'immancabile tester, lo strumento più ambito è il frequenzimetro in particolare se l'appassionato ama sperimentare con l'alta frequenza...

Di progetti di strumenti come quello che vi stiamo presentando, ne sono stati pubblicati molti nelle varie riviste di elettronica, circuiti complicati pieni di integrati montati in circuiti stampati enormi o circuiti semplificati dal solito integrato dedicato tanto costoso quanto introvabile. Per non parlare dei prescaler costosissimi per arrivare a leggere con difficoltà non più di 300 Mhz. Con la diffusione dei microcontrollori in particolare dei PIC che tra le varie periferiche incluse nel chip troviamo un contatore velocissimo, massimo 50 Mhz, sono stati proposti vari frequenzimetri sia nei siti che nelle riviste. Il vantaggio nell'uso dei micro è indubbiamente la semplificazione del circuito e il basso costo dello strumento finale, visto che tutto il lavoro è interamente gestito dal software del micro. Nel considerare le esperienze dei vari hobbisti che propongono i loro lavori, abbiamo volutamente progettato uno strumento che utilizzasse componenti comuni e il più economici possibile sfruttando al massimo le potenzialità del PIC, ottenendo come risultato un strumento versatile e completo, le cui caratteristiche possiamo riassumere di seguito:

- ingresso doppio con commutazione automatica su selezione della base dei tempi

- base dei tempi di 100 ms e 1 s per l'ingresso da 0 a 30 Mhz con definizione di 10 Hz (100ms) e 1 Hz (1s)

- base dei tempi automatica su selezione del prescaler

- accetta qualunque prescaler per uso televisivo o telefonico (64, 128, 256, 512, 1024) con definizione di 100 Hz (1/64) e 1000Kz (1/128, 1/256, 1/512, 1/1024)

- programmazione di un massimo di nove medie frequenze da sommare o sottrarre alla frequenza misurata

Figura 1: la scheda del frequenzimetro priva del display.

Schema Elettrico

Il segnale da misurare entra dal connettore BNC e prima di essere amplificato, transita attraverso il contatto di scambio del relè K1. QqQQuest'ultimo è controllato dal PIC che lo eccita solo se la base dei tempi selezionata è diversa da 100ms o 1s. Quindi se risultano selezionati questi due tempi, il Q3 e di conseguenza il K1 restano interdetti e il segnale transita attraverso il contatto normalmente chiuso per essere applicato alla base di Q1, un comune 2N2222 per essere amplificato. Dal collettore di Q1, la frequenza da misurare viene squadrata dal NAND [a] di U2, un 74HC132 composto da quattro NAND di tipo trigher di Shmith, e attraverso il NAND [b] usato, in questo caso, come interruttore elettronico. Lo schema di Q1 è piuttosto classico e funziona abbastanza bene fino a 30 Mhz, anche se il PIC è in grado di leggere fino a 50 Mhz. Ho sperimentato diversi tipi di amplificatori ma non sono riuscito ad ottenere risultati significativi al di sopra dei 30 Mhz. Se qualcuno di voi ha fatto delle prove in tal senso e vuole dividere le sue esperienze con noi, non solo le accettiamo volentieri, ma siamo disposti a modificare il frequenzimetro, se questo lo potrà migliorare.

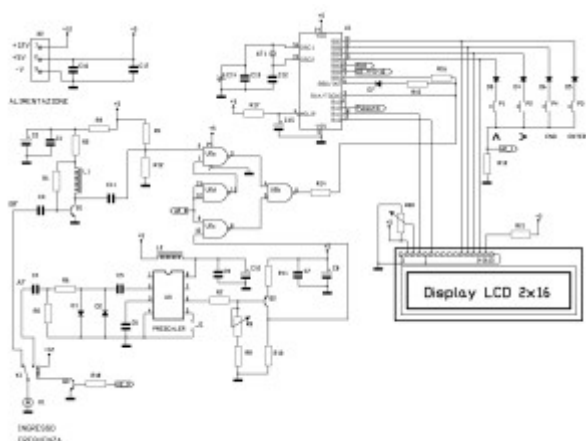



Figura 3: schema elettrico del frequenzimetro (clicca per ingrandire).

Dopo la doverosa premessa sul Q1, riprendiamo dall'uscita del NAND [b] di U2. Dunque il segnale amplificato e squadrato viene applicato al pin 3 di U1, che fa capo all'ingresso del contatore veloce TMR0 del PIC. Il micro in questione è un PIC16F628, molto simile al famoso 16F84 ma più economico e molto potente. Gli manca solo un convertitore analogico/digitale che lo renderebbe completo di tutto. Il pin 6 di U1 attraverso il diodo D7 e la resistenza R15 lascia passare il segnale da misurare per il tempo stabilito dalla base dei tempi selezionata, mentre il pin 7 attraverso la resistenza R16, viene utilizzato dal software per leggere il contenuto del prescaler del TMR0, poiché tale registro non è accessibile come gli altri interni al PIC. Vediamo ora cosa succede se selezioniamo una base dei tempi diversa da 100ms o 1s. Il transistor Q3 passa dallo stato di interdizione allo stato di saturazione grazie alla polarizzazione della base controllata dal pin 9 del PIC, provocando l'eccitazione del relè K1, deviando il segnale non più verso il Q1, ma verso U3, un qualsiasi prescaler per uso televisivo. Devo ammettere che abbiamo cercato qualche modello di

prescaler nei negozi riservati ai riparatori radiotelevisivi, ma nessuno lo teneva nel proprio magazzino. Avevamo accantonato l'idea di usarlo finchè non avessimo avuto l'occasione di visitare la fiera di elettronica della nostra zona, quando per caso abbiamo portato del materiale all'ecocentro della nostra zona. Gioia e tripudio quando ci siamo accorti di una montagna di televisori accatastati l'uno sopra l'altro, molti del tipo con il display a LED che indica il canale sintonizzato. Molti di questo tipo, sono controllati da PLL con prescaler esterno, altri usano un sistema diverso ma utilizzano ugualmente il prescaler per calcolare il canale sintonizzato e visualizzarlo sul display. Subito abbiamo chiesto il permesso per cannibalizzare un paio di televisori e, ottenutolo, quando abbiamo finito avevamo recuperato ben più di due gruppi RF completi di prescaler.

Figura 2: il frequenzimetro in funzione.

Quindi se vi capita di visitare l'ecocentro della vostra città o paese, non mancate di prendere uno o due gruppi RF per TV. Per chi non è pratico di televisioni, il gruppo RF è una scatolina metallica con l'attacco dell'antenna esterna quasi sempre saldata direttamente alla scatola del gruppo stesso. Una volta individuata, bisogna togliere il coperchio dalla parte componenti, impresa non sempre fattibile senza prima togliere l'intera scatola dalla scheda televisiva. Non serve lo stagnatore ma basta piegarla fino a rompere la scheda o il connettore che collega il gruppo alla scheda stessa. Tolto il coperchio, se vedete un integrato a otto piedini, avete trovato ciò che cercate, altrimenti potete buttarla e provare con un altro televisore. Nel proseguire nella descrizione dello schema elettrico, il Q2 adatta il segnale diviso dal prescaler e il NAND "c" di U2 lo squadra prima di arrivare ad essere misurato dal U1. Come già detto, U1 è un PIC16F628, un microcontrollore il cui compito principale è quello di contare gli impulsi applicati al piedino 3, internamente collegato ad un contatore veloce. Il conteggio avviene per il tempo selezionato dalla base dei tempi. Se la base dei tempi è impostata su 100 ms, il conteggio avviene per 100 millesimi di secondo esatti. Se è stato selezionato un tempo di 64 ms, significa che il micro lascerà passare la frequenza da misurare, esattamente per 64 millesimi di secondo. Ovviamente in fase di programmazione avremo selezionato il divisore per 64 se effettivamente abbiamo installato un prescaler divisore per 64, il nostro è solo un esempio. Perciò se la frequenza in ingresso è di 100 Mhz, dopo essere stata divisa per 64 del prescaler, all'ingresso del PIC troveremo una frequenza di 1.562.500 Hz. Il tempo di misura abbiamo detto che è di 64 ms, quindi moltiplicando la frequenza in ingresso per 0.064 secondi otteniamo una frequenza misurata di 100.000 Hz, quindi la divisione totale sarà di 1000 volte. Altra funzione svolta dal PIC è la gestione del display e dei pulsanti. Il display è un modello LCD intelligente da 2 righe per 16 caratteri. Una scelta tutto sommato economica perché otto display a sette segmenti a LED e relativi driver costano decisamente di più senza contare le considerevoli dimensioni del circuito stampato che deve contenere il tutto. Utilizzando un LCD intelligente otteniamo un circuito stampato contenuto nelle dimensioni e un risparmio sull'alimentatore che deve fornire l'energia. Infatti un LCD consuma circa 2 mA mentre otto display a LED assorbono in media circa 500 mA. Inoltre è possibile visualizzare altre informazioni oltre alla frequenza misurata. Considerando il numero limitato dei piedini di Ingresso/Uscita disponibili dal PIC scelto, alcuni di questi hanno più funzioni. E' il caso della gestione dei pulsanti, che utilizzano gli stessi per lo scambio dei dati tra PIC e display. Infatti dopo avere istruito l'LCD su ciò che deve visualizzare, i piedini dal 10 al 13 facenti capo agli ultimi quattro bit della porta B, interrogano in sequenza i quattro pulsanti. Se ne trova uno premuto, il micro salta alla routine associata al pulsante premuto. Terminiamo la descrizione dello schema elettrico con l'alimentatore, un banale integrato regolatore da 5 V stabilizza la tensione per l'intero circuito

tranne l'alimentazione del relè che è un modello da 12 volt, di provenienza surplus ma facilmente acquistabile in qualunque negozio di elettronica.

Montaggio

Il montaggio dei componenti sul circuito stampato non presenta difficoltà particolari. Se però avete intenzione di montare il circuito nel contenitore che noi stessi abbiamo usato e che contiene perfettamente il progetto, non perdetevi i consigli che vi stiamo fornendo frutto di esperienza maturata nel presente montaggio. Poi deciderete se seguirli oppure fare di testa vostra. Il display deve avere il connettore in basso. Dovete trovare il connettore che lo collega al circuito stampato a basso profilo, altrimenti non riuscirete a montare il pannello frontale. I pulsanti sono di tipo miniatura e molto economici. Si possono smontare da videoregistratori rotti, anche se di solito si possono recuperare in gran quantità modelli con l'alberino di pressione a basso profilo, Nel nostro montaggio necessitiamo di modelli con l'alberino di 14 mm, appena sufficiente da raggiungere la parte esterna del pannello. L'interruttore di accensione deve essere un modello da stampato e avere il corpo ridotto in modo da presentare la parte filettata che esce dal pannello senza impedire allo stesso di montare nelle slitte dei due semigusci. Il compensatore C14, il C15 e la resistenza R17, non trovano posto adatto componenti e vanno montati dal lato rame. Il compensatore in particolare, va regolato con l'LCD montato. È comodo averlo a disposizione dal lato rame. Un'ultimo, consiglio niente zoccolo per il prescaler, va saldato direttamente allo stampato.

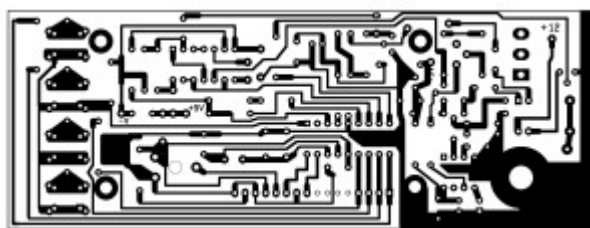



Figura 4: circuito stampato (clicca per ingrandire)

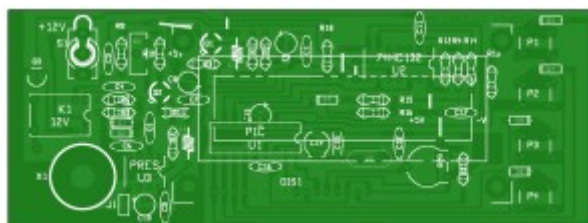



Figura 5: piano di montaggio dei componenti

Montaggio del contenitore

Il contenitore scelto è un modello TEKO 233, di dimensioni contenute, dall'estetica gradevole e, non ultimo, dal costo limitato. Vi consigliamo di stampare due copie del pannello frontale, fornito nel pacchetto da scaricate dal sito della rivista, su carta di tipo fotografica autoadesiva, facilmente reperibile in tutti grossi centri commerciali. Una volta attaccata in maniera corretta la prima copia sul pannello frontale, useremo questa come dima di foratura. Con l'aiuto di un trapano faremo quattro fori da 6 millimetri in corrispondenza dei pulsanti è uno da 8 per l'interruttore. Per il connettore dovrete prima reperirne uno in commercio per le dimensioni del foro, nel cassetto ne tenevamo due, il primo richiedeva un foro da 12, il secondo da 14. Particolare attenzione va chiesta nel fare la fessura per LCD, da questa dipende il risultato estetico finale. Terminata la fase di

foratura e fresatura del pannello, va tolta la serigrafia precedentemente incollata e va posizionata, con la maggiore attenzione e precisione possibile, la seconda è definitiva copia. Con un taglierino incidete la pellicola appena incollata in corrispondenza della fessura per l'LCD seguendo le diagonali tracciate, i quattro triangoli ottenuti vanno ripiegati all'interno e attaccati per bene alla parte interna del pannello. In questo modo vengono nascoste eventuali imperfezioni di lavorazione. Sempre con il taglierino incidete nella maniera più delicata possibile i fori per l'interruttore e il connettore. Non toccate assolutamente i fori in corrispondenza dei pulsanti. Questi, infatti, verranno premuti attraverso la mascherina esterna. A questo punto prendete lo stampato completo di tutti i suoi componenti e unite il pannello frontale precedentemente forato come un sandwich, inserite tutte e due assieme nelle apposite fessure del contenitore. Per l'alimentatore non proponiamo nessun tipo di circuito stampato, è talmente semplice che è possibile montarlo su un mille fori. Fatti gli opportuni collegamenti tra alimentatore e frequenzimetro, siamo pronti per il collaudo finale.

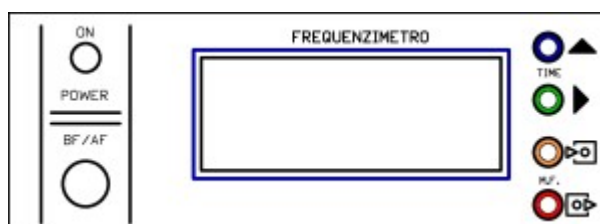
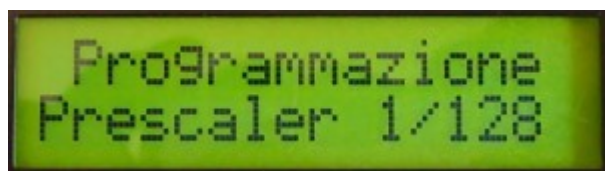



Figura 6: una possibile realizzazione del pannello frontale.

Parametri e taratura

Acceso lo strumento, la prima regolazione da fare riguarda R20. Va regolato per il giusto contrasto del LCD. Verificata la corretta accensione del LCD, per la visualizzazione di una frequenza, dobbiamo inserire i necessari parametri per il corretto funzionamento dello strumento. In realtà la misura della frequenza fino a 30 MHz, è possibile anche senza programmazione. Le misure effettuate attraverso il prescaler, devono essere misurate in un tempo adatto alla divisione del prescaler stesso. Alla programmazione si accede semplicemente premendo il pulsante P3 (ENTER), il display visualizza la schermata di programmazione

premendo P1 (UP) vengono cambiate le divisioni in un loop continuo. Le divisioni disponibili sono:

1/64

1/128

1/256

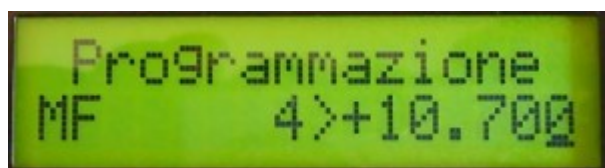
1/512

1/1024

queste vengono richiamate finché non viene nuovamente premuto P3 (ENTER). Il display conferma la nuova divisione visualizzando in alto a destra una freccia rivolta verso l'alto. Ora possiamo misurare anche le frequenze superiori ai 30 MHz in maniera corretta. L'altro punto di taratura necessario è il compensatore C14. È sufficiente avere a disposizione una frequenza precisa e

regolare il compensatore finché la frequenza letta sia uguale a quella campione. Se non disponete di una frequenza conosciuta e precisa, non preoccupatevi perché l'errore sarà minimo e riguarderà al massimo poche centinaia di Hz.

Programmazione della media frequenza

Come abbiamo accennato all'inizio, è possibile utilizzare il nostro frequenzimetro per misurare la frequenza dell' oscillatore locale di un qualsiasi ricevitore. Vediamo ora come è possibile memorizzare una o più frequenze da sommare o sottrarre alla frequenza misurata. Per accedere alla programmazione, premere P3 (ENTER) quindi P2 (DOWN). Viene visualizzata la media frequenza in uso e il cursore lampeggiante è posizionato sul primo numero che indica la posizione della MF in uso nell'array di memoria.

Con il pulsante P1 (UP) è possibile selezionare una qualsiasi delle frequenze già memorizzate oppure la prima zona libera di memoria. Dopo avere selezionato il numero di memoria, con il pulsante P3 (ENTER) viene cambiato il campo visualizzato dal cursore lampeggiante. Il primo parametro che è possibile cambiare, è il tipo di operazione che vogliamo venga calcolata dal nostro frequenzimetro. Nel caso si desideri sommare la MF alla frequenza misurata, selezioneremo attraverso il pulsante P1 (UP) il simbolo (+) altrimenti il simbolo (-). Di seguito premendo P3 (ENTER) per cambiare campo e P1 (UP) per cambiare il valore, va impostata la media frequenza desiderata. Importante: il nuovo valore viene memorizzato solo dopo essere ritornati con il cursore lampeggiante al numero di memoria. Ovviamente possiamo cambiare quante volte vogliamo il valore della MF, l'importante è ricordarsi che il nuovo valore viene accettato solo dopo essere ritornati con il cursore al numero di memoria. Ricordiamo che è possibile memorizzare fino a 9 media frequenza e che ogni MF è preceduta dal segno che determina il tipo di operazione desiderato. Facciamo un esempio. Se vogliamo memorizzare la media frequenza dei normali ricevitori FM, possiamo salvare nella memoria 1 il valore

1>-10.700

per poter sottrarre la MF alla frequenza misurata, mentre nella memoria 2 possiamo salvare il valore

2>+10.700

e avere la possibilità, se necessario, di sommare la MF alla frequenza misurata.

Funzionamento

Il funzionamento è piuttosto intuitivo, all'accensione il frequenzimetro si predispone di default al tempo di 100ms e la MF selezionata prima dell'ultimo spegnimento. Ricordo che se non volete la MF, dovete selezionare la memoria (0>—.—). La media frequenza viene selezionata dal pulsante P4 (END) tra quelle disponibili in memoria. Con il pulsante P1 (UP), è possibile passare dal tempo di misura di 100ms a quello di 1s e a quello selezionato dipendente dal tipo prescaler. Nel caso sia stata impostata la misura con una media frequenza da sottrarre e frequenza in ingresso risulti

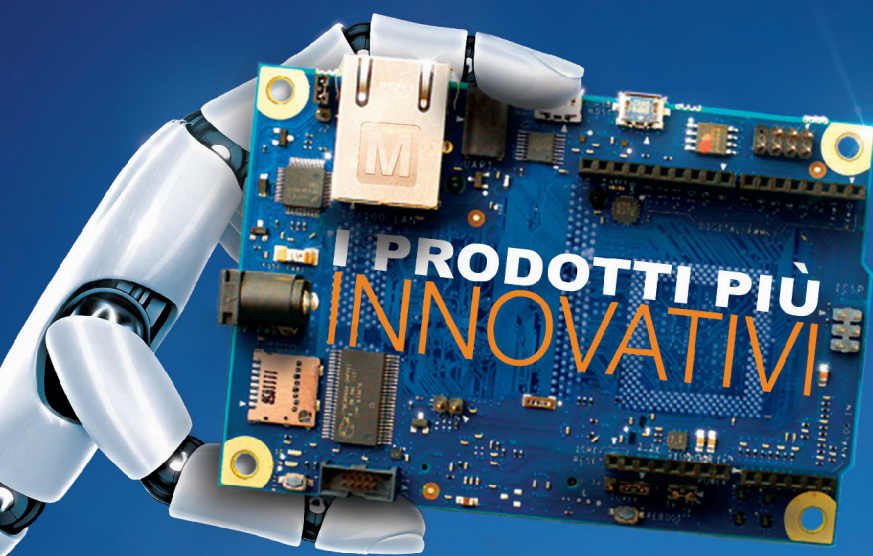
inferiore alla media frequenza impostata, al posto della frequenza viene visualizzato il seguente messaggio:

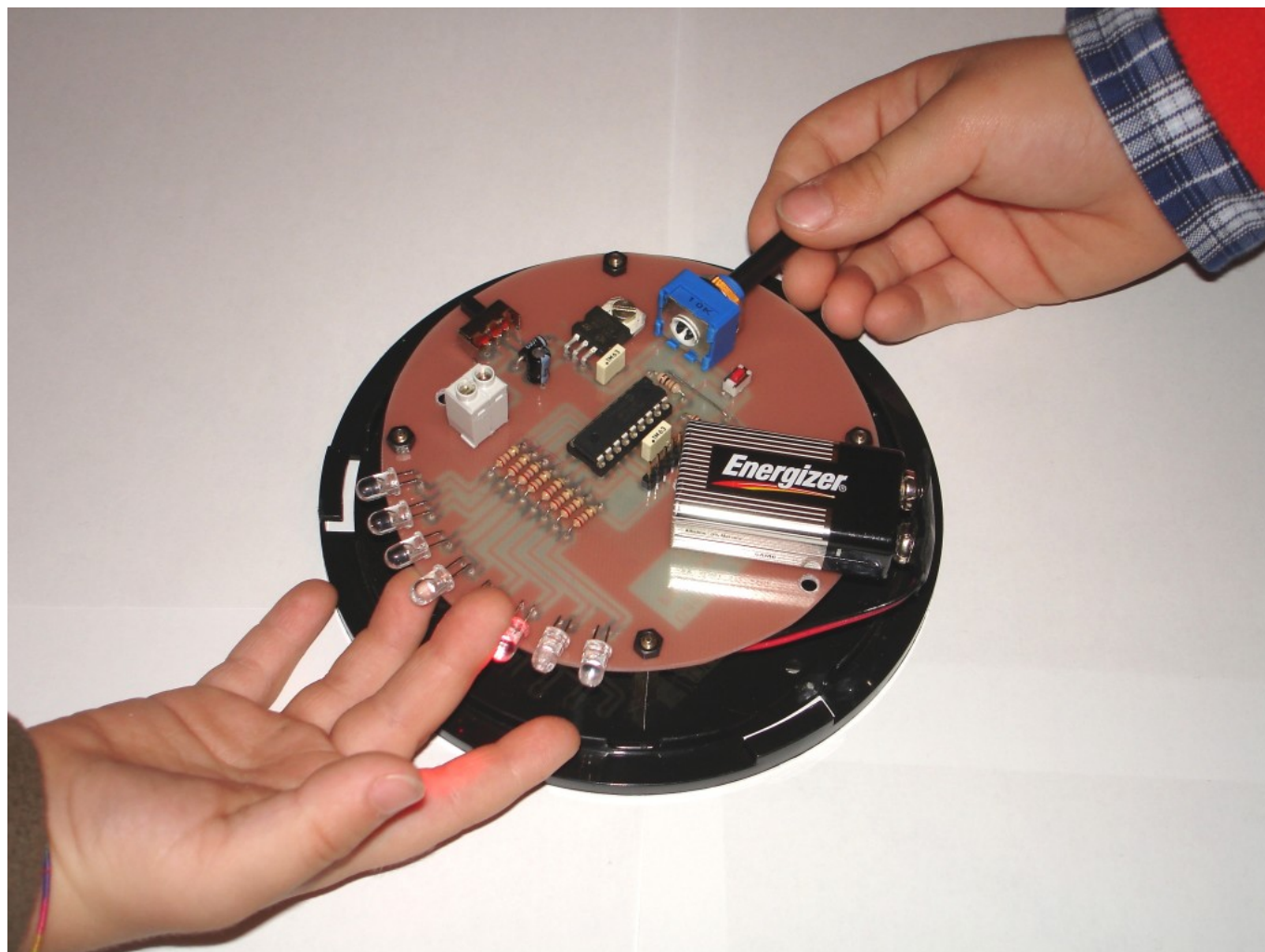
cioè la media frequenza è maggiore della frequenza misurata.

Per concludere…

Lo strumento che vi abbiamo proposto, non mancherà di dare soddisfazioni a chi avrà la pazienza di costruirlo. Oltre tutto sia il PIC che il display possono essere riutilizzati in altre applicazioni. Allo stesso modo il progetto può essere modificato aggiungendo altre applicazioni per soddisfare le esigenze di chiunque.

Downloads

Firmware del frequenzimetro: Download zip file
Progetto Circad del frequenzimetro: Download zip file
Elenco dei componenti: Download pdf file

Effetti luce in PWM

By Redazione | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

Questo articolo mostra come sia possibile commutare il PWM su più di un pin di un microcontrollore PIC. Il codice è stato realizzato in linguaggio C, con codice portabile su due compilatori: MikroC e BoostC.

Ecco come realizzare un semplice gioco di luci, l'effetto luminoso SuperCAR, mediante otto LED. Di per sé il progetto non ha niente di difficile e lo si può realizzare facilmente con l'elettronica digitale, senza dover scomodare per forza un microcontrollore. Però le specifiche di progetto richiedevano che fosse disponibile anche la scia luminosa, che permettesse quindi di vedere l'accensione e lo spegnimento morbido di ogni singolo LED. Una rete RC per ogni LED avrebbe risolto il problema ma si voleva realizzare qualcosa in più, qualcosa completamente firmware; pilotando ciascun LED con un segnale PWM, è possibile realizzare l'accensione e lo spegnimento modulato, creando l'effetto scia desiderato; nella migliore delle condizioni, però, i PIC della serie mid-range offrono solamente due canali PWM, senz'altro insufficienti per pilotare in modo distinto otto LED come richiesto. L'unica strada percorribile è stata quindi quella di realizzare un PWM software da applicare su due LED consecutivi: su quello in accensione e su quello accanto, in spegnimento.

Schema elettrico

Il progetto sfrutta un PIC16F819 ma è sempre possibile adattarlo ad altri PIC da 18 pin, (PIC16F84A

o PIC16F628A) ma anche a quelli con più pin (si veda il paragrafo *Come fare con altri PIC*). Lo schema di principio è quello di figura 1, ove si vede sostanzialmente il solo PIC e gli otto LED; ho considerato otto LED con assorbimento di 20mA ciascuno per cui ho interposto tra ciascun LED ed il corrispondente pin di PORTB del PIC, una resistenza da 220 Ohm. L'utilizzo di PORTB è stata effettuata perché è presente, con tutti gli otto bit, su molti PIC della famiglia mid-range (anche, come detto, per il PIC16F84A).

Sfruttando l'oscillatore interno al PIC è possibile omettere il quarzo esterno, riducendo così ingombri e costi. Per chi disponesse di un PIC di taglio maggiore, come ad esempio il PIC16F876A, per mantenere una certa compatibilità del codice, si consiglia di collegare i LED sempre a PORTB. Nello schema compare anche il connettore a pin strip per la programmazione in-circuit mediante ICD2 di Microchip.

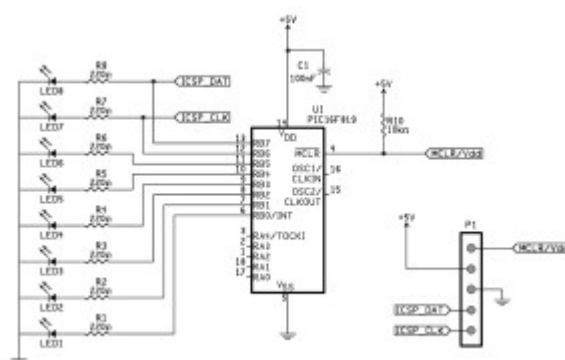



Figura 1: Schema elettrico per la realizzazione del PWM software

Per la realizzazione del PWM software sono necessari i componenti indicati in tabella1

Elenco componenti	
R1,..., R8	220 Ω 1/4 W
R9	10 kΩ potenziometro
C1	100 nF poliestere
LED1,...LED8	LED da 5mm, 20mA max
U1	PIC16F819 (vedi articolo)
P1	PIN strip 5 vie

Tabella 1

PWM software su otto LED

Il problema che è stato sottoposto offriva tre spunti interessanti da analizzare; il primo è quello della generazione di un PWM di cui sia nota la frequenza e il duty-cycle, il secondo aspetto è quello di variare il duty-cycle ed il terzo è quello di fornire il segnale PWM a due pin consecutivi di PORTB, con duty-cycle crescente per un LED e decrescente per il LED adiacente. Tutti questi aspetti sono stati realizzati in codice C, con due progetti distinti, uno per BoostC e uno per MikroC, che condividono però lo stesso codice sorgente; il progetto commentato in questo paragrafo è denominato PWM_software. Il PIC è configurato per funzionare con l'oscillatore interno a 8MHz;

inoltre sfrutta il TIMER 0 (a 8 bit) predisposto per funzionare con prescaler 1:2 del quale viene gestito l'interrupt ogni 256 µs; questo è il periodo di tempo con cui si va ad incrementare il duty-cycle, all'interno della routine di risposta all'interrupt.

Listato 1

```
void interrupt (void)
{
     if (intcon.TMR0IF) // Interrupt su overflow TIMER 0
     {
         intcon.TMR0IF=0;
         tmr0=190;
         k_on+=incremento;
         if (status.C)
         {
              duty_on+=incremento;
              if (status.C)
              {
                   fl_incr_duty=1; //abilitare un flag DUTY++
                   duty_on=incremento;
              }
         }
     }
}
```

Ad ogni overflow di TMR0 il firmware si preoccupa di incrementare una variabile (duty_on). Ciclicamente, nel main, viene richiamata la funzione PWM la quale esegue un confronto tra il valore di un contatore (k_on) e il duty-cycle. Nel caso di k_on<=duty_on, il flag PWM_ACCENSIONE viene posto a ON, in caso contrario diventa OFF. Prima di concludere la funzione si incrementa il valore di k_on di un valore pari a quanto definito nella variabile incremento.

Listato 2

```
void PWM (void)
{
```

```
    if (k_on<=duty_on)
    {
        PWM_ACCENSIONE = ON;
    } else {
        PWM_ACCENSIONE = OFF;
    }
}
```

Il flag PWM_ACCENSIONE viene impiegato per pilotare il LED interessato all'accensione e, in "controfase", viene usato per spegnere il LED precedente, generando così l'effetto scia. Il pilotaggio della porta PORTB non è diretto ma si affida ad un buffer che viene poi *copiato* su PORTB. Per porre a 1 e a 0 i singoli bit del buffer anche per questo progetto si sfruttano due macro: set_bit() e clear_bit(). Con queste macro è possibile indicare il byte ed il numero del bit (da 0 a 7) da accendere o spegnere; le macro set_bit() e clear_bit() sono già disponibili in BoostC. Per rendere il codice portabile, sono state realizzate anche per MikroC e nel file *PWM_software.h* si può vedere come sono state implementate.

Listato 3

```
.........
    if (PWM_ACCENSIONE)
    {
        set_bit (buffer,i);
        clear_bit (buffer,i-1);
    } else {
        clear_bit (buffer,i);
        set_bit (buffer,i-1);
    }
.........
```

Gioco di luci

Per completare il progetto si passa allo schema di figura 2, decisamente più esauriente del precedente. Osservandolo, oltre alla presenza di uno stadio di alimentazione classico, si notano anche la presenza del potenziometro R9 e del pulsante PULS1.

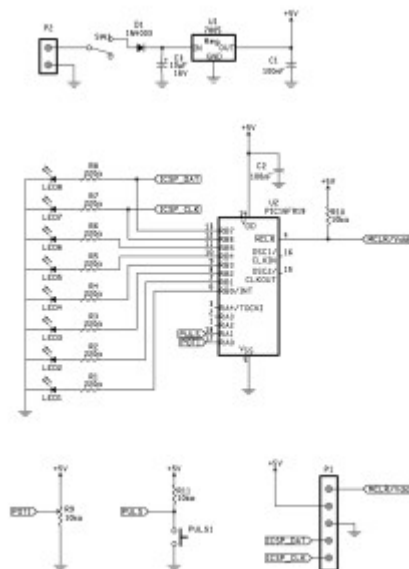



Figura 2: Schema elettrico per la realizzazione del gioco di luci

Volendo introdurre diversi giochi di luci su una piastra maneggiabile, è stato necessario realizzare un circuito stampato (vedi figura 3) con i componenti di tabella 2.

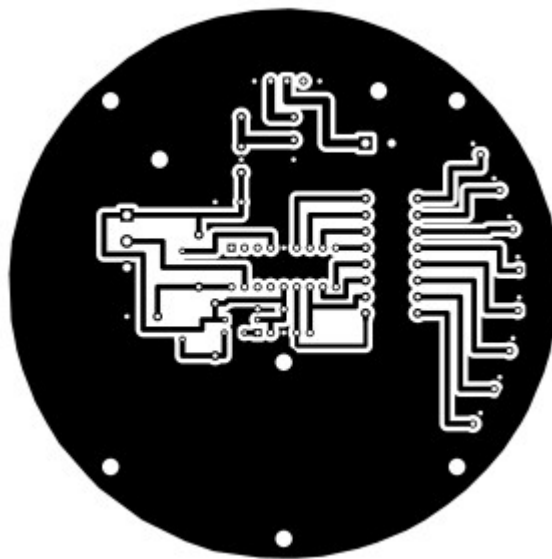



Figura 3: Circuito stampato per la realizzazione del gioco di luci

Elenco componenti

R1,..., R8	220 Ω 1/4 W
R9	10 kΩ potenziometro
R10, R11	10 kΩ 1/4 W
C1, C2	100 nF poliestere
C3	10 µF, 50V
D1	1N4003 oppure 1N4007

LED1,...LED8	LED da 5mm, 20mA max
U1	LM7805
U2	PIC16F819 (vedi articolo)
P1	PIN strip 5 vie
P2	Connettore a vite
SW1	Deviatore a slitta per PCB
PULS1	Pulsante norm. aperto

Tabella 2

Si noti che qualora si desiderasse montare un set di LED ad alta luminosità si è obbligati a scegliere valori adeguati per le resistenze R1,..., R8, prestando attenzione al fatto che il PIC può erogare al massimo 25mA per ciascuna porta. In figura 4 è mostrato il piano di montaggio componenti; si noti che, per l'utilizzo con una batteria a 9V, è stata riservata un'area sottostante il PCB e due fori per eventualmente ancorare la batteria al PCB

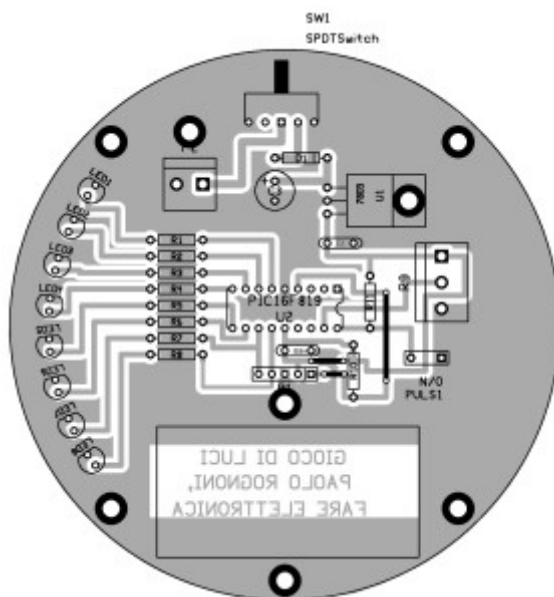



Figura 4: Piano di montaggio per la realizzazione del gioco di luci

Il foro praticato in corrispondenza del morsetto P2 serve esclusivamente per il passaggio del cavetto di alimentazione che porta tensione dalla batteria al circuito.

In figura 5 è mostrata la realizzazione del primo prototipo, con le mani "golose" dei bimbi che vogliono agire sui comandi.

I LED utilizzati sono del tipo ad alta luminosità, montati piegati a 90° in modo che l'emissione della luce fosse sul perimetro esterno del PCB. La collocazione in un contenitore per DVD permette maggiore robustezza e maneggevolezza.

Figura 5: Il prototipo del gioco di luci attorniato dalle mani golose dei miei bambini

Il firmware del gioco di luci

Questo codice nasce prendendo spunto dal precedente a cui però, in primis, è stata aggiunta la gestione dell'ingresso analogico e del pulsante, oltre che ad un numero maggiore di giochi di luce; la selezione dei vari giochi di luce avviene proprio per mezzo del pulsante che permette di selezionare in sequenza tutti i giochi di luci disponibili; ad ogni pressione del pulsante la variabile *chGioco* viene incrementata (vedi progetto GiocoLuciLed).

Listato 4

```
while(1)
{
    switch (chGioco)
    {
        case 0:
            SuperCarScia ();
        break;

        case 1:
            SuperCar ();
        break;

        case 2:
            AA55 ();
        break;
```

```
            case 3:
                 Conta ();
            break;
            .........................
        }
    }
```

Il potenziometro, invece, svolge la funzione di variare la velocità di esecuzione dei singoli giochi, in funzione del valore di tensione letta dall'ingresso analogico.

Come fare con altri PIC

Il primo progetto, quello che impiega il codice denominato *PWM_software*, è facilmente adattabile ad altri PIC, come il PIC16F84A, il PIC16F876A o il PIC16F628A; gli aspetti di adattamento, già ampiamente discussi nell'articolo precedente, riguardano sostanzialmente la presenza o meno del convertitore A/D e dell'oscillatore integrato. Un occhio di riguardo va posto, come sempre, ai configuration bit di ogni singolo PIC.

Anche in questo caso, la stesura del firmware in linguaggio C ha permesso la portabilità su quasi tutti i PIC della famiglia mid-range; con un piccolo sforzo (ma a questo punto c'è da chiedersi se ne vale la pena) è possibile passare anche alla realizzazione dei progetti con PIC18.

Conclusioni

Questi progetti, per come sono strutturati, ben si prestano bene per l'esecuzione su bread-board (o su piastra mille fori), benché per il secondo sia stato proposto un PCB. I giochi di luce che sono stati proposti sono solo un esempio; chi dispone di licenze full per BoostC e/o per MikroC può dilettarsi nell'implementare altri schemi. Quelli proposti sono compilabili con le licenze free di entrambi i compilatori, non andando a occupare troppe risorse del microcontrollore.

APPROFONDIMENTO – Notazione Ungherese e Camel Case

Nella scrittura del codice C sono state utilizzate due convenzioni interessanti; la notazione ungherese (o ungara) e il Camel Case. Vediamo di capire di cosa si tratta.
La notazione ungherese è un modo di scrivere le variabili facendole precedere da un prefisso che ne possa ricordare il tipo di appartenenza. Ad esempio, per dichiarare una variabile a 8 bit senza segno si scrive *unsigned char uchVariabile1,* oppure ancora un intero con segno è dichiarato come *int iVariabile2* eccetera.
Il Camel Case, invece, è un modo per scrivere nomi di variabili e/o funzioni in modo *parlante* senza inserire spazi, ricordandosi di inserire le lettere maiuscole all'inizio di ogni parola. Ad esempio la funzione void ControlloSemaforoFerroviario (void) è scritta con il metodo Camel Case, ossia si impiegano le maiuscole (Case) e la scrittura che si ottiene è del tutto simile all'effetto che fanno le gobbe del cammello.

Tanto la notazione ungherese quanto il Camel Case non sono normati e quindi vanno impiegati con estrema cautela per evitare di creare confusione anziché creare ordine nella scrittura.

RIFERIMENTI

Qualche riferimento per approfondire:

Firmware del progetto: Download

Datasheet PIC16F819: http://www.microchip.com/

Compilatore BoostC: http://www.sourceboost.com/

Compilatore MikroC: http://www.mikroe.com/

Programmatore/debugger ICD2: http://www.microchip.com/ICD2/

Cos'è il PWM: http://it.wikipedia.org/wiki/Modulazione_di_larghezza_di_impulso/

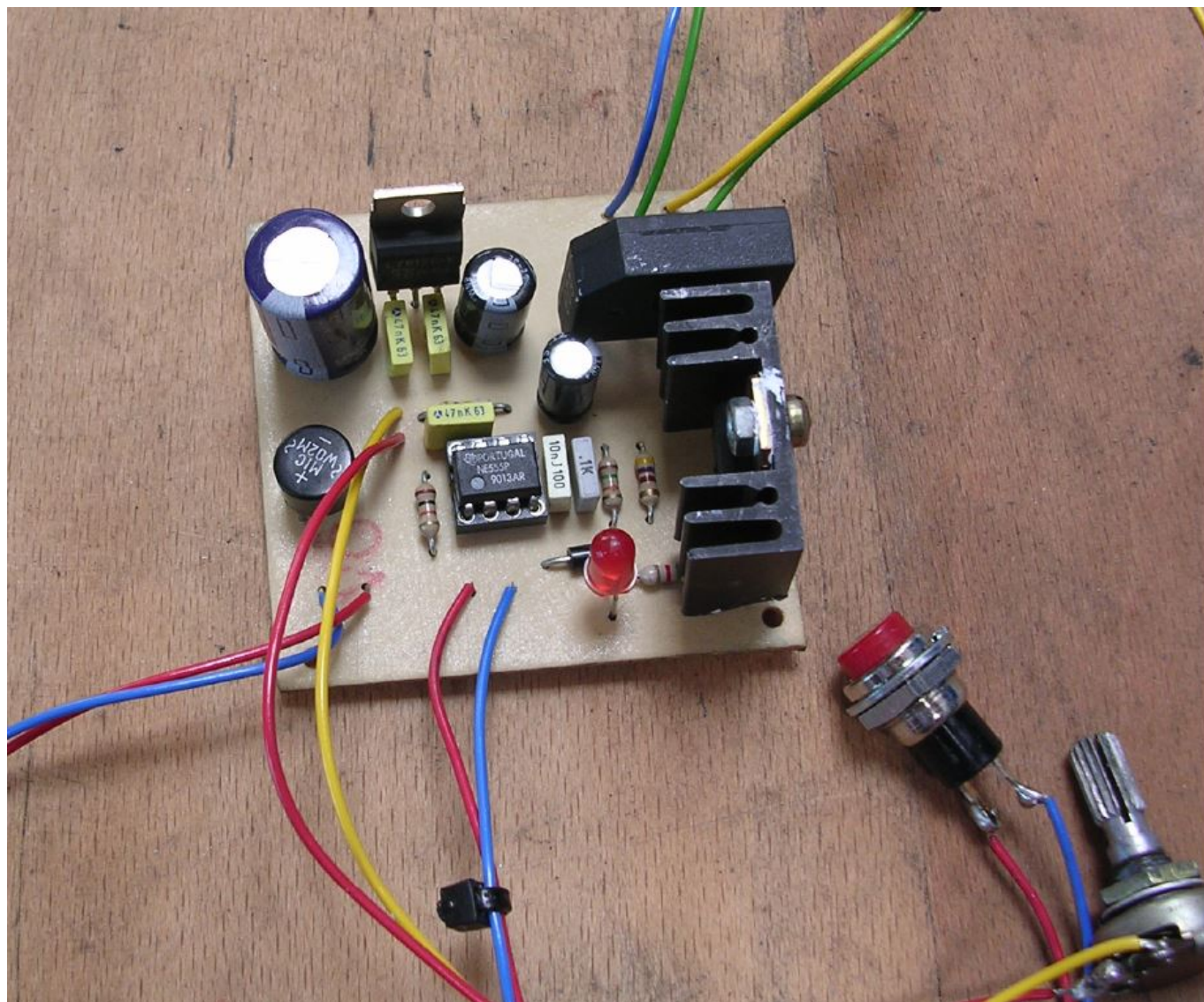
Cos'è il PWM: http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation/

PWM software: http://www.electroportal.net/vis_resource.php?section=RP&id=147/

Notazione ungara: http://it.wikipedia.org/wiki/Notazione_ungara/

Camel Case: http://it.wikipedia.org/wiki/Camel_case/

Come usare gli SCR correttamente

By Redazione | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

L'SCR rientrando nella categoria dei componenti attivi, costiuisce un diodo controllato in grado di entrare in conduzione in seguito alla polarizzazione di un elettrodo di controllo. La sua versatilità risulta flessibile nelle applicazioni per modulazione di fase del segnale e gli elevati valori di tensione e corrente che può sopportare ne permettono l'inserimento nel campo della tensione di rete 230 – 380Vac.

La sigla SCR significa in inglese:"Silicon Controlled Rectifier",ovvero diodo al silicio controllato. Questi componenti sono stati poi denominati internazionalmente Thirystor ovvero Tiristore in italiano. L'SCR è costituito da tre terminali denominati rispettivamente Anodo, Catodo e Gate (FIG.1). Quest'ultimo terminale costituisce per l'appunto l'elemento di controllo del diodo o porta.

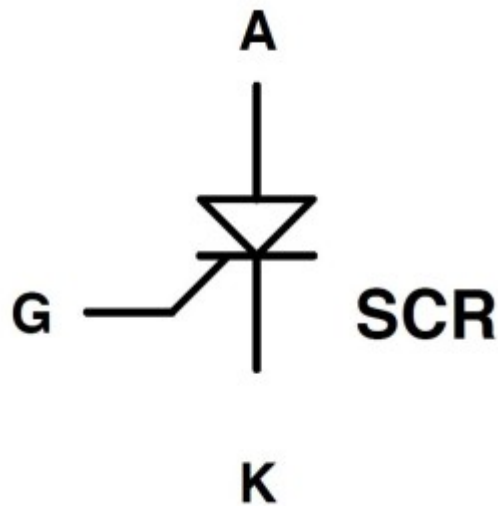



Fig.1: Il simbolo elettrico dell'SCR.

Il funzionamento dell'SCR e la sua struttura interna

Passando alla struttura e poi al funzionamento di questo componente, esso risulta costituito da quattro strati di semiconduttore, di cui due con drogaggio di tipo P e due con drogaggio N. Tutto è deducibile tramite l'im-

magine di Fig.2.

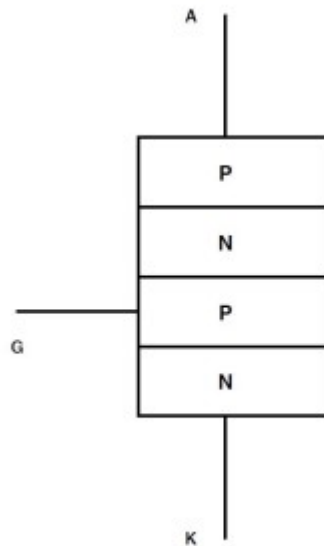



Fig.2: La struttura interna a quattro strati dell'SCR.

La sua struttura interna è associata a due transistor come indicato in Fig.3 che agiscono nel

seguente modo: Applicando tra i terminali A e K una tensione continua come in figura 3, l’SCR in assenza di impulso sul gate, rimane disinnescato in quanto T2 rimane interdetto. Fornendo un impulso al gate, T2 entra in conduzione ed avendo il proprio collettore sulla base del PNP T1 pone a sua volta in conduzione questo transistor .Tramite quindi l’impulso sul gate, è possibile controllare l’innesco dell’SCR.

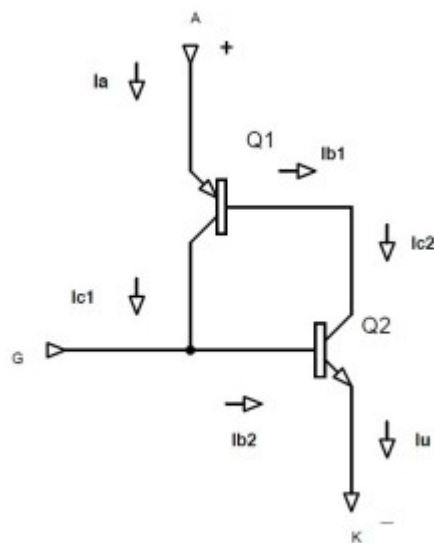



Fig.3: La configurazione interna dell’SCR. Corrisponde a un PNP connesso ad un NPN.

Facendo sempre riferimento alla figura 3, Ib1 coincide con IC2.

Ib1=Ic2=HFE2 *Ib2

Nel transistor T1 la Ic1 vale:

Ic1=HFE1*Ib1

ma sostituendo in questa formula Ib1:

Ic1=HFE1*HFE2*Ib2

Questa corrente ,tramite il collegamento reazionato tra i due transistor,fa si che T2 rimanga sempre in conduzione senza la necessità della costante polarizzazione del gate. Questo funzionamento è valido quando l’SCR lavora in corrente continua. In corrente alternata visto che la sinusoide passa per lo zero,i due transistor tornerebbero interdetti se il gate non rimanesse permanentemente polarizzato. In Fig. 4 è rappresentata la curva tensione corrente del tiristore. Nel normale funzionamento al tiristore viene fornita una tensione diretta inferiore a quella nominale del componente prima che intervenga il fenomeno a valanga.Quando la polarizzazione del gate consente l’innesco del tiristore, la porta stessa non influisce più sullo stato del tiristore. Per portare l’SCR di nuovo in interdizione, è necessario porta-re la corrente diretta al disotto del valore di mantenimento. Nel grafico di fig. 4 i termini a,b,c,d,e indicano le curve ovvero il comportamento dell’SCR in funzione della tensione ad esso applicata.

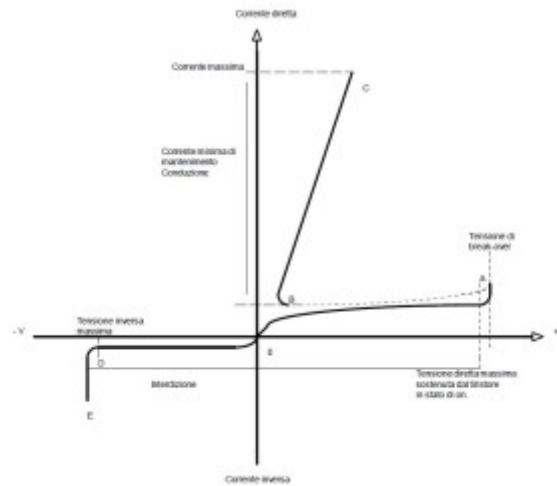



Fig.4: Le curve caratteristiche in tensione e in corrente che riassumono il comportamento dell'SCR.

Il comportamento dell'SCR alimentato in corrente continua.

In Fig.4A è rappresentato il comportamento dell'SCR quando questo risulta alimentato agli elettrodi di potenza Ae K, in corrente continua. Premendo il pulsante P1 si consente l' innesco del tiristore e quindi l'accensione della lampada. L' SCR può tornare nella condizione di spento solo aprendo l'interruttore S1. In effetti in corrente continua la struttura interna del tiristore (i due transistor descritti in Fig. 3), fa si che il com-ponente si autoritenga innescato tramite la corrente di mantenimento e solo con l'interruzione di questa si ottiene il dsinnesco del tiristore.

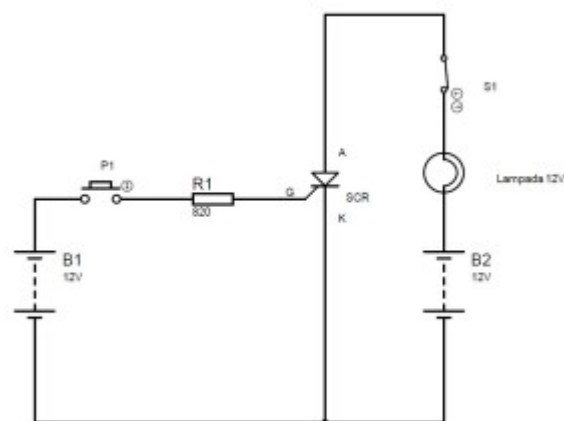



Fig.4A: L'SCR polarizzato direttamente al gate e agli elettrodi A-K.

Questo permette l'innesco del tiristore. In Fig. 4B e 4C è rappresentata rispettivamente la polarizzazione inversa del gate e poi della giunzione A – K. In entrambe non risulta possibile la conduzione dell'SCR. In Fig.4B non risulta possibile l'innesco del tiristore in quanto per l'accensione del componente il gate deve essere polarizzato direttamente. In Fig .4C la connessione non permette l'innesco dell'SCR in quanto la giunzione A-K comportandosi come quella di un normale diodo non può entrare in conduzione.

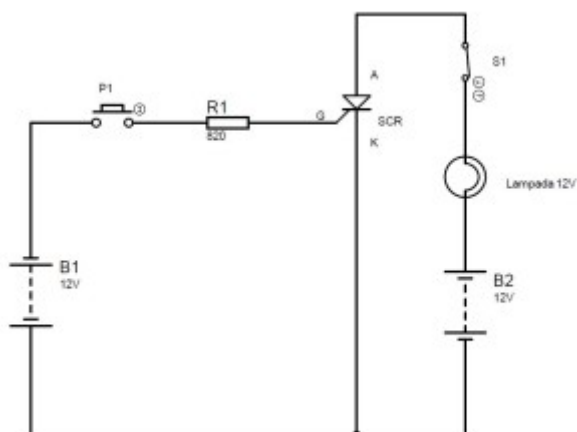



Fig: 4B: L'SCR polarizzato inversamente al gate e direttamente agli elettrodi A-K. Questo collegamento non consente l'accensione del tiristore.

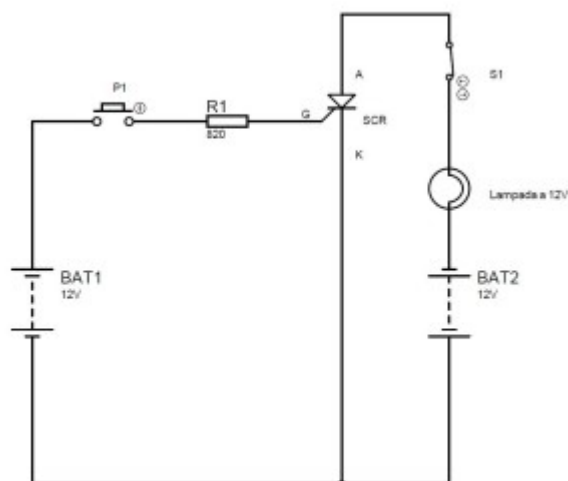



Fig.4C: L'SCR polarizzato direttamente al gate e inversamente agli elettrodi A-K. Questa connessione non consente l'innesco del tiristore.

Il comportamento dell'SCR alimentato in corrente alternata agli elettrodi A-K.

In Fig. 4D l'SCR risulta polarizzato agli elettrodi di potenza A-K da una tensione alternata, mentre polarizzato al gate in corrente continua. Come un normale diodo l'SCR condurrà attraverso la giunzione A-K solo durante i semiperiodi positivi della sinusoide, rimanendo interdetto durante quelli negativi. Questo fa si che alla lampada giunga la metà della tensione di alimentazione.In questo circuito il tiristore, può accendersi solo premendo P1, disinnescandosi all'apertura del pulsante. Questo perché la sinusoide passando per lo zero, priva il componente della corrente di mantenimento utile per lasciarlo innescato.

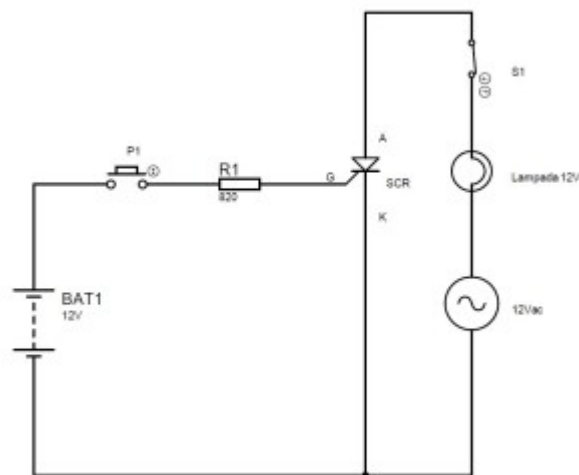



Fig.4D: L’SCR polarizzato direttamente al gate e in alternata agli elettrodi A-K. Questa connessione permette l’accensione della lampada al valore di 6V.

Affinché la lampada possa accendersi pienamente a 12V è necessario associare all’SCR un ponte a diodi come indicato in figura 4E. Questa connessione consente al tiristore di essere attraversato da una tensione raddrizzata pulsante permettendo al componente di rimanere innescato per tutto il periodo della sinusoide. La tensione alternata applicata ad un terminale del ponte può fluire tramite l’altro verso la lampada lasciandola alimentata al valore di 12V. Premendo P1 la lampada può accendersi. Portando il pulsante di nuovo a riposo questa si spegne.

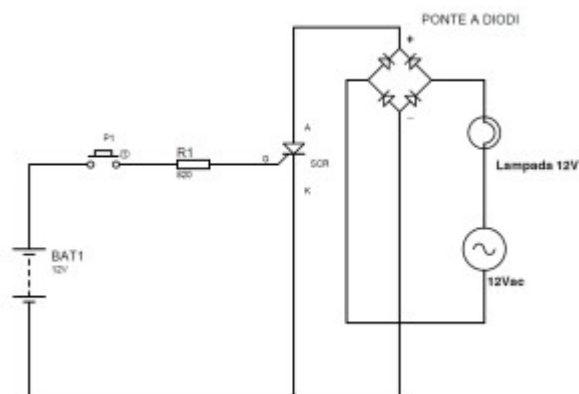
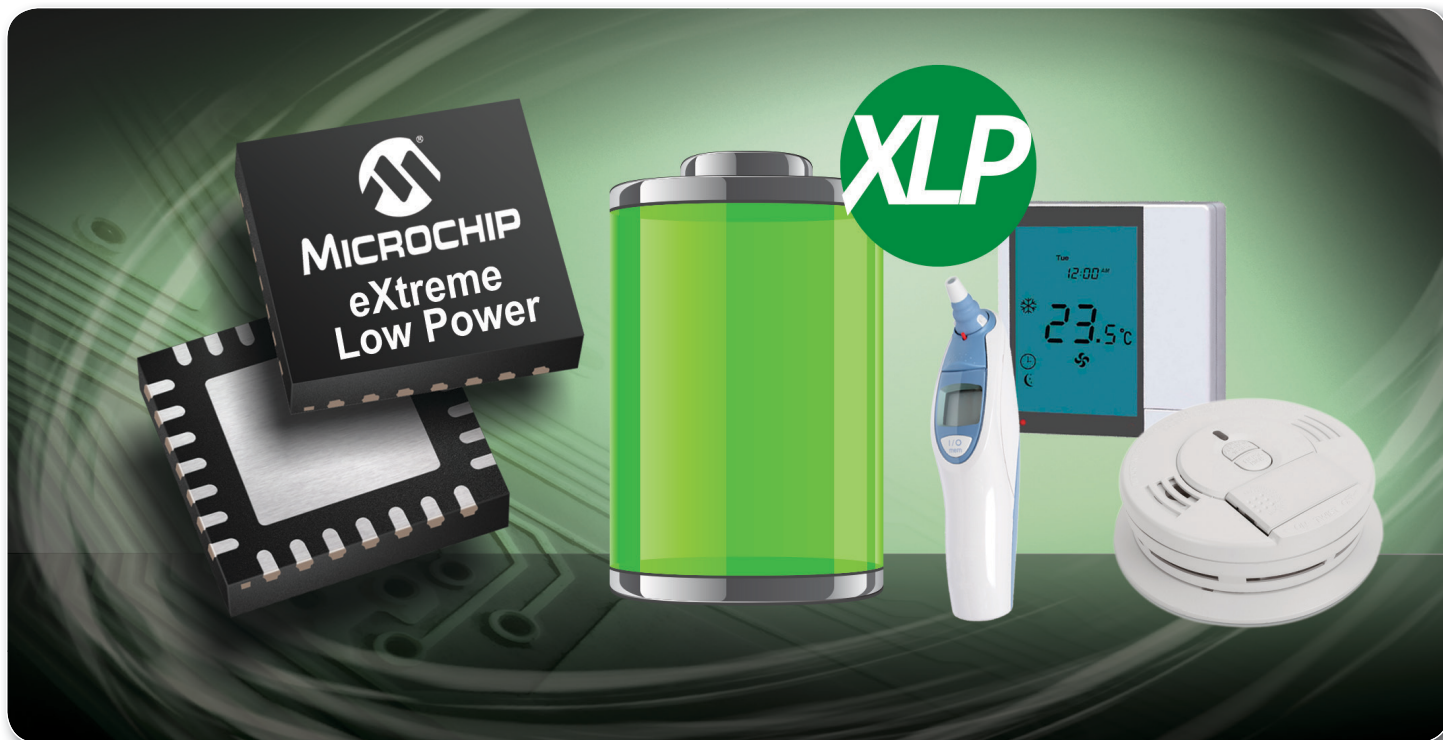



Fig.4E L’SCR collegato all’uscita del ponte raddrizzatore. Questo permette al tiristore di rimanere innescato anche nei semiperiodi negativi della tensione alternata.

Caratteristica diretta ed inversa dell’SCR.

Polarizzando il tiristore inversamente, come un normale diodo, rimane interdetto permettendo la

I Microcontroller PIC® eXtreme Low Power massimizzano la vita delle batterie

Prolunga la vita delle batterie nella tua applicazione utilizzando gli MCU PIC® con nanoWatt XLP Technology e avrai la minore corrente assorbita del mercato in Active e Sleep mode.

Basse correnti Sleep con la flessibilità di sorgenti Wake-up

- Correnti Sleep di soli 9 nA
- Brown-out Reset di soli 45 nA
- Real Time Clock di soli 400 nA

Basse correnti dinamiche

- Solo 30 µA/MHz
- Efficienza energetica

Funzionalità Battery Friendly

- Consente una durata della batteria > 20 anni
- Può funzionare fino a1.8V con funzioni analogiche e di self write
- Supervisore a basso consumo per funzionamento in sicurezza (BOR, WDT)

Set di periferiche flessibile

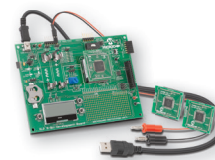
- Integra USB, LCD, RTC & touch sensing
- Elimina i componenti esterni costosi

Ampio Portfolio di oltre 160 MCU XLP

- Opzioni da 8 a 100 pin
- Flash da 4 KB a 128 KB

OTTIENI IL MASSIMO DALLA BATTERIA NEL TUO PROSSIMO PROGETTO!

1. Vai su: www.microchip.com/XLP
2. Scarica il Low Power Tips 'n Tricks
3. Usa il Battery Life Estimator Tool

XLP 16-bit Development Board (DM240311)

XLP 8-bit Development Board (DM240313)

Microcontrollers • Digital Signal Controllers • Analog • Memory • Wireless

circolazione di una piccola corrente inversa. Un successivo aumento della tensione inversa, causa il raggiungimento della tensione di Zener con il conseguente danneggiamento del componente. In senso diretto e senza impulso di gate l'SCR entra in conduzione con il raggiungimento della tensione di " break- over", assumendo le caratteristiche di un diodo normale e con una caduta di conduzione di circa 1,5volt La precedente Fig. 4 espleta quanto detto. Negli SCR si identificano i seguenti parametri fondamentali:

Igt: corrente di innesco minima richiesta al gate per passare in conduzione.

Ih: corrente di mantenimento diretta per mantenere in conduzione il tiristore(da anodo a catodo).

It(av): massima corrente diretta nel semiperiodo.

It(rms):massima corrente diretta efficace a 180° di conduzione.

Vfm: massima caduta di tensione in conduzione diretta.

Vgt: tensione di innesco tra gate e catodo utile per dar luogo alla corrente di innesco.

In genere tale tensione può assumere valori che vanno dagli 0,8 V ai 2 V.

Vdrm:massima tensione inversa di picco ripetitiva, che l'SCR è in grado di bloccare se interdetto.

Tempo di innesco e disinnesco.

Si definisce tempo di innesco o tempo di "Turn on", il tempo utile per portare in conduzione il tiristore. Questo tempo risulta nell'ordine dei microsecondi, rappresentando però la durata utile per poter innescare il tiristore. Con i carichi induttivi l'impulso di innesco deve avere una durata maggiore in quanto la giunzione anodo-katodo deve raggiungere il valore minimo di mantenimento. Il tempo di disinnesco, definito anche come tempo di spegnimento, costistituisce il tempo utile per ristabilire l'interdizione dell' SCR. Tale tempo assume valori compresi tra 20 e 100 microsecondi. I tiristori trovano largo impiego in campo industriale, in particolare come regolatori di fase consentendo la regolazione della velocità dei motori, ma anche come regolatore di eccitazione per i rotori degli alternatori, presso le centrali di produzione. Altre applicazioni: conversione della corrente alternata in continua a tensione regolabile per comandare motori in continua o caricare batterie. Sistemi inverter da continua ad alternata, permettendo di regolarne tensione e frequenza.

Valori di tensione e di corrente utili per l'innesco del tiristore

Tra i parametri caratteristici dell'SCR abbiamo definito Igt come il valore di corrente minimo da fornire al gate per permettere l'innesco del componente. Questo valore di corrente per gli SCR più sensibili può avere un valore compreso tra i 4 e i 15 milliamper in alcuni casi pari anche a 200uA, mentre per quelli meno sensibili un valore compreso tra i 20 e i 50 milliamper.

Abbiamo poi definito Vgt come il valore di tensione di innesco tra gate e catodo necessario per permettere la corrente di innesco. Questo valore di tensione varia in genere asseconda del tipo di SCR ed in genere ha un valore compreso tra 0,5 e 2,5 volt. I tiristori possono sopportare tra anodo e catodo elevati valori di tensione pari a 600, 800 volt ma questo permette comunque di impiegare questi componenti anche per tensioni notevolmente minori ad esempio per eccitare un relè a 12 volt

o per alimentare piccoli motori. Nelle caratteristiche di ogni SCR il costruttore fornisce inoltre la corrente nominale di lavoro ossia quella massima che può fluire tra anodo e catododo.Questo parametro può avere un valore compreso tra 3 e 10 amper nei tiristori per applicazioni generali e valori anche di 250 amper per tiristori utilizzati in applicazioni industriali.

Seguono ora alcune applicazioni pratiche sugli SCR con lo scopo di esaminarne il comportamento sia in corrente continua che in corrente alternata. Il tiristore utilizzato è il TIC116 e tramite è possibile conoscere i parametri fondamentali:

Itrms pari a 8 amper, tensione nominale sopportabile tra A e K nella con-dizione di off del tiristore, pari a 800V;

Per eccitare un relè in corrente continua

Tramite il circuito di FIG.5, è possibile eccitare e diseccitare un relè. Ormai sappiamo che per consentire l'innesco dell'SCR nel normale funzionamento,è necessaria la polarizzazione del gate ed in particolare in continua è necessario un solo impulso di innesco.

Schema elettrico

Per l'innesco del tiristore è necessario un impulso compreso tra gli 0,8 egli 1,5 volt ad una corrente di gate compresa tra 8 e 20milliamper e questo ad una temperatura del contenitore pari a 25°C. Quindi per il dimensionamento della resistenza di polarizzazione di gate bisogna tener conto di questi parametri. Normalmente la bobina di un relè a 12 volt in continua assorbe una corrente di 30 milliamper alla quale, nel nostro caso, va sommata quella di polarizzazione del led di segnalazione. Si avrebbe una corrente di carico di circa 40milliamper. Considerando di nuovo i parametri del data sheet possiamo scegliere una Vgt pari ad 1 volt ed una corrente di gate pari a 10 milliamper. Quindi la resistenza di limitazione di gate sarà pari a :

Rl= (Vi-1V)/0,01 R1= 1100ohm

che approssimeremo ad 1 Kohm

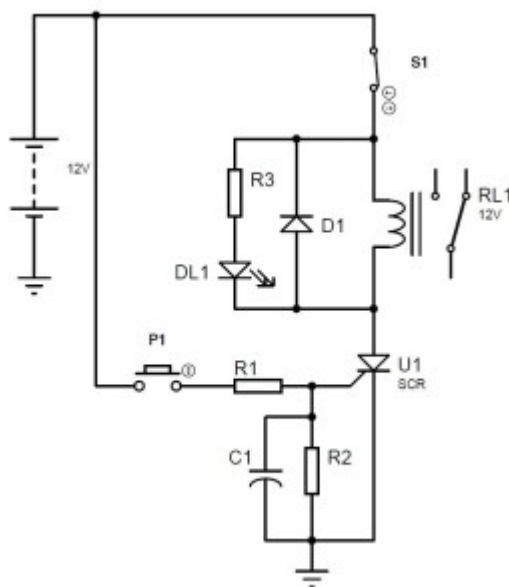



Fig.5: L'impiego dell'SCR per eccitare un relè a 12Vcc.

Premendo P1 (normalmente aperto), giunge al gate l'impulso di innesco che chiude la giunzione anodo- catodo del tiristore e con ciò il relè si eccita.

Aprendo S1 (normalmente chiuso), viene tolta alimentazione sia al relè che si diseccita, che al tiristore che si disinnesca. Tecnicamente viene tagliata la corrente di mantenimento Ih utile per lasciare in conduzione la configurazione dei due transistor illustrata all'inizio del nostro articolo in figura 2 e questo comporta il disinnesco dell' SCR.

Elenco componenti	
Sigla	Valore
R1	1KΩ 1/4W
R2	10KΩ 1/4W
R3	820Ω
C1	47nF
D1	1N4004
DL1	Diodo led
S1	Interruttore
SCR	TIC116
Relè	12Vcc- 230V- 10A
P1	Pulsante

Importante:

In tutti gli schemi elettrici che seguiranno l'SCR risulta inserito come regolatore e interruttore di potenza collegato direttamente a 230V della tensione di rete. Questo comporta che l'interessato si attenga a quanto segue:

Durante il montaggio dello stampato si faccia attenzione che tutti i componenti siano collegati in modo corretto. L'errato montaggio degli stessi, collegando il circuito alla tensione di rete, provoca seri danni anche a persone. I circuiti vanno utilizzati inserendoli in appositi contenitori ben chiusi e isolati da contatto elettrico. Se installati all'esterno utilizzare contenitori stagni. Quando i circuiti vengono alimentati non vanno assolutamente toccati in quanto le piste sono polarizzate direttamente al valore di 220V. Chi non rispetta quanto consigliato se ne assume le proprie responsabilità a proprio rischio e pericolo.

Timer per tempi brevi con SCR.

Tramite il circuito di Fig.6, è possibile realizzare un timer per l'accensione di una lampada ad incandescenza da 100W a 230V tramite l' impiego di SCR sempre nel TIC116. Nell'applicazione l'SCR risulta inserito come interruttore allo stato solido in grado di lavorare al valore della tensione di rete di 230V.

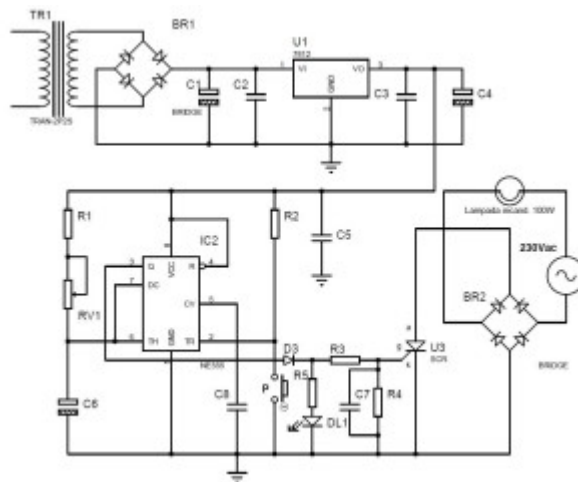



Fig.6: Schema elettrico del timer per tempi brevi.

Schema elettrico

Il temporizzatore è costituito dall' NE555 inserito come monostabile. Premendo il pulsante P l'uscita dell'NE555 si porta a livello alto innescan- do l' SCR. Il condensatore C6, attraverso R1+RV1 ,inizia lentamente a caricarsi tendendo a Vcc. Quando la tensione ai suoi capi raggiunge i 2/3 di Vcc , la sua uscita si riporta a 0 volt disinnescando l'SCR. La durata della conduzione del tiristore è stabilita dalla formula:

T= 0,011 (R1+RV1) C6

dove R1 e P1 sono espressi in Kohm e C6 in uF, e T in secondi. In questo circuito l' SCR lavora in corrente pulsante quindi, affinché rimanga innescato per tutta la temporizzazione desiderata, è necessario che il gate rimanga per tutto il tempo polarizzato tramite il livello alto fornito dal pin 3 dell'NE555. In questo circuito all'SCR viene richiesta una corrente maggiore e nel caso di una lampada da 100 WATT il tiristore dovrebbe fornire circa 450 milli amper. In questo caso scegliamo una Vgt pari a 2volt ed una Igt pari a 20milliamper. Considerando la caduta sul diodo in uscita all'NE555:

R3=(11,3-2)/0.02 R3= approssimeremo a 470 ohm – 0.5W.

Con i valori impostati per R1,P1 e C6 si ottiene una temporizzazione da un minimo di circa 11 secondi ad un massimo di circa 62 secondi. L'accensione di DL1 indica che l'NE555 ha iniziato la temporizzazione. In questa connessione diretta alla rete l'SCR va posto su un dissipatore con resistenza termica pari a 5°c/W.

Elenco componenti
Sigla Valore

R1	100KΩ 1/4W
R2	10KΩ 1/4W
R3	470Ω 1/2W
R4	10KΩ 1/4W
R5	1,5KΩ 1/4W
RV1	Pot. Lin. 470kΩ
C1	330uF-25V Elettrol.
C2	100nF
C3	100nF
C4	150uF-25V Elettrol.
C5	100nF
C6	100uF-25V Elettrol.
C7	100nF
C8	10nF
D1	1N4004
DL1	Diodo led
U1	7812
IC2	NE555-LM555
SCR	TIC116

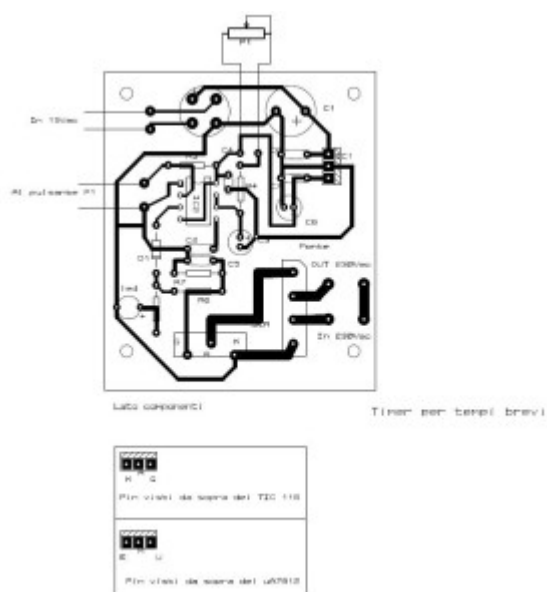



Fig. 7: Il circuito stampato del prototipo. Lato componenti.

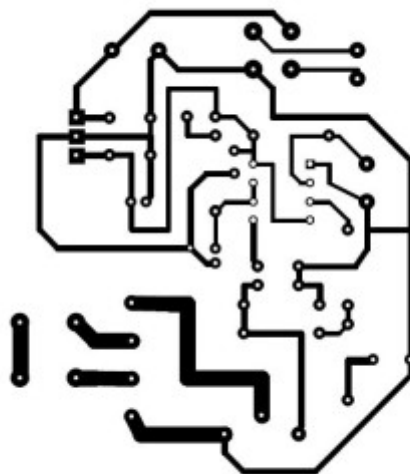



Fig.8: Il circuito stampato del prototipo.Lato rame

Montaggio del circuito

Per il montaggio del circuito stampato si procede partendo con la sal-datura della cavetteria del potenziometro, del trasformatore di alimentazione , della tensione di rete a 230V e quella dell' utenza.La cavetteria dei 230V e dell'utenza deve essere con una sezione di almeno 0.7mmq e di lunghezza idonea. Successivamente si passa al montaggio e saldatura dello zoccolo dell' NE555. Segue poi il montaggio dei componenti passivi rispettivamente resistenze e potenziometro, condensatori in poliestere o ceramici e poi elettrolitici. A seguire si passa al montaggio dei due diodi, DL1 e D1. Si passa poi al montaggio dell' SCR. I pin del tiristore vanno distanziati nella parte terminale con cura. Si preferisce distanziarli per motivi di sicurezza essendo il componente alimentato a 230V. Segue il montaggio del 7812. Si conclude con il montaggio dei due ponti raddrizzatori. Il tiristore va fissato su dissipatore con Rt: 5°C/W. Terminate le saldature l' NE555 può essere montato sullo zoccolo.

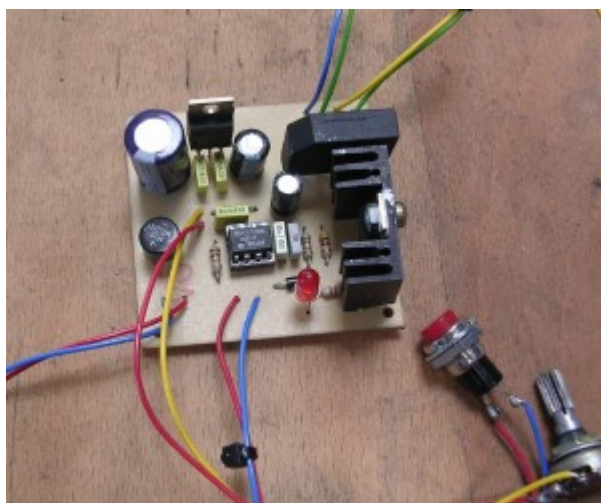



Fig.9: Il prototipo del timer per tempi brevi.

Come si realizza un variatore di luminosità con l'SCR?

Come già accennato l’SCR viene definito come “ Diodo controllato al silicio e questo implica che il suo innesco, nel normale funzionamento dipenda dall’impulso sul gate. Se quindi la tensione con cui lavorano l’anodo e il catodo risulta in fase con quella di gate, fornendo ma alla porta stessa degli impulsi ritardati nei confronti dell’ anodo, risulta possibile ottenere il controllo di fase, utile ad esempio per variare l’intensità luminosa di una lampada, oppure per regolare la velocità di un motore. Associando l’SCR ad un UJT (Transistor unigiunzione), è possibile realizzare questo particolare circuito. Prima della descrizione del circuito, è necessario conoscere le caratteristiche e il funzionamento dell’UJT,che costituisce il cuore del circuito.

Il funzionamento dell’UJT

L’UJT è un dispositivo semiconduttore a tre terminali, la sua struttura e il suo simbolo sono riconducibili ai disegni di Fig.10.

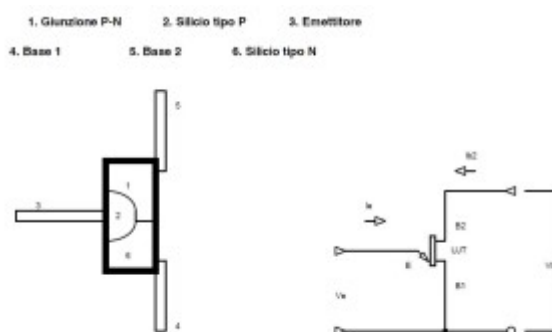



Fig.10: La struttura interna dell’UJT e il suo simbolo elettrico.

Se la base 1 viene collegata a terra e la base 2 viene polarizzata positivamente, mentre l’emettitore non viene percorso da corrente, il componente si comporta semplicemente come un divisore di tensione la cui resistenza totale risulta compresa tra i 4 e 10Kohm. All’ altezza dell’emettitore esisterà una parte della tensione VBB applicata all’UJT. Questa frazione di tensione chiamata *n,* rappresenta il parame-tro più importante del componente ed in genere assume un valore tipico compreso tra 0,5 e 0,75 asseconda del tipo di UJT. Se la polarizzazione d’emettitore assume un valore pari a :

$Ve < n VBB$

La giunzione risulta polarizzata in senso inverso e nell’ emettitore circola una bassa corrente di fuga. Quando Ve assume un valoredi tensione superiore a *n*VBB, la giunzione viene polarizzata direttamente consentendo la circolazione di una corrente nell’ emettitore. Questa condizione fa si che la resistività di questa zona venga abbassata, aumentando ulteriormente la corrente di emettitore, facendo cadere la tensione di quest’ultimo. Questo comportamento dell’ UJT consente di affermare che esiste una caratteristica a resistenza negativa, come indicato dalla Fig.11.

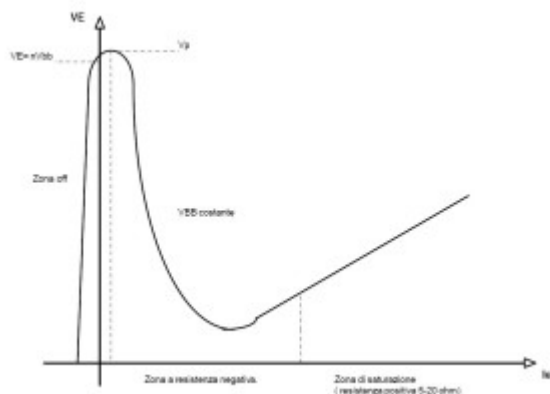



Fig.11: Il Grafico con caratteristica a resistenza negativa del transistor uni-giunzione.

Il circuito equivalente dell'UJT si può ricondurre a quello di Fig.12.

Ie mA	Rb1(ohm)
0	4600
1	2000
2	900
5	240
10	150
20	90
50	40

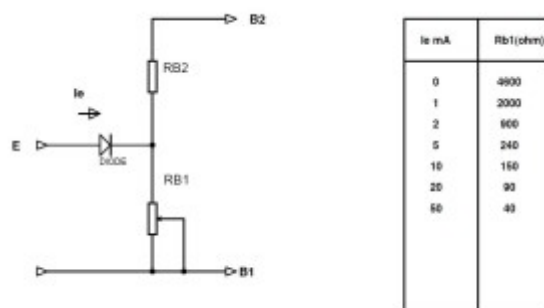



Fig.12: Il circuito equivalente dell'UJT. Nella tabella la dipendenza di RB1 nei confronti della corrente di emettitore.

Nella tabella è indicata la dipendenza di RB1 dalla corrente di emettitore. Il loro legame risulta inversamente proporzionale infatti all'aumentare di Ie il valore di RB1 diminuisce. La tensione di commutazione di un transistor unigiunzione varia in funzione della tensione interbase ed è espressa dalla relezione:

Vc= *n*Vbb+Vd

Dove il valore di *n* varia generalmente tra 0,47 e 0,75 asseconda del tipo di UJT. Si consideri Vd come la caduta di tensione diretta del diodo equivalente alla giunzione di emettitore e vale circa 0,7V. Quest' ultima tensione diminuisce all'aumentare della temperatura nell' ordine di -2mV/°C. La resistenza interna Rbb invece aumenta, con l'aumentare della temperatura. Immaginiamo di collegare una resistenza Rb2 in serie con la base 2. Il coefficiente positivo di Rbb provocherà un aumento di Vbb se aumenta la temperatura. Scegliendo opportunamente Rb2, l'aumento di Vbb compensa esattamente la diminuzione che subisce Vd. Il valore di Rb2 che realizza questa condizione si può calcolare tramite la formula:

$Rb2 = (0.4\ Rbb/\ n\ V1) + (1-n)Rb1/n$

In cui V1 è la tensione costante di alimentazione e Rb1 è la resistenza eventualmente presente nel collegamento della base1. L’applicazione fondamentale dell’UJT è quella come oscillatore a rilassamento (Fig.13) in cui viene sfruttata una rete di ritardo RC.

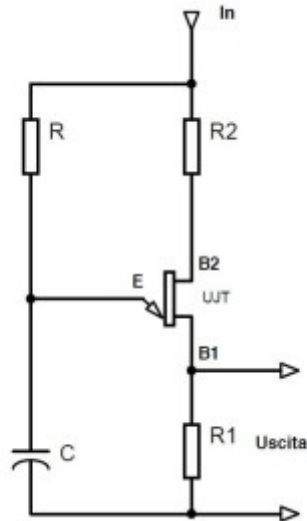



Fig.13: Schema elettrico dell’UJT impiegato come oscillatore a rilassamento.

Affinché il circuito oscilli è necessario che la retta di carico, intersechi la curva caratteristica dell’UJT nella zona a resistenza negativa come indicato in Fig.14. Tale retta risulta strettamente legata al valore di R, e il valore di tale resistenza deve risultare:

$R > Vbb/Iv$

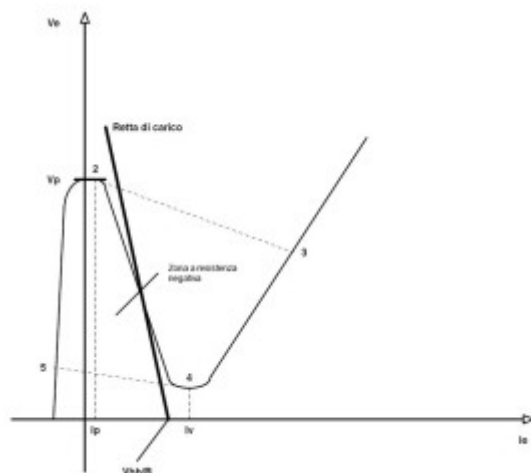



Fig.14: Nel grafico di figura è rappresentata l’intersezione tra la retta di carico e la curva dell’UJT nella zona a resistenza negativa.

In genere R non assume mai un valore inferiore ai 2Kohm. Il funzionamento dell’oscillatore è il

seguente :

All’accensione l’UJT risulta ancora spento ed il valore di Vu può ritenersi nullo Il condensatore C inizia poi a caricarsi attraverso R assumendo un valore che tende a Vbb. Quando la tensione ai suoi capi raggiunge il valore di Vp l’UJT passa in conduzione e C può scaricarsi attraverso la base 1 e R1 in modo molto rapido. Il tutto è deducibile dai grafici di Fig.15a-15b.

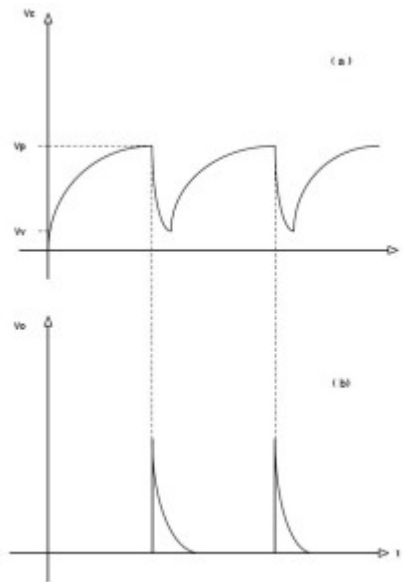



Fig.15a-15b: Nel grafico di Fig.a la rappresentazione del carica di C attraverso R. Nel grafico di Fig.b la scarica di C attraverso la base B1.

Vu tende quindi ad avere l’andamento impulsivo di Fig. 15b. Il punto di lavoro, passando durante il funzionamento dal punto 2 al punto 3 (Fig. 14) durante la commutazione, scarica sul punto 4 e quando Vc as-

sume lo stesso valore di Vv, l’ UJT passa in off ed inizia un nuovo ciclo.

Come funziona un variatore di luminosità

Secondo quanto descritto sull’ UJT e associando il tutto all’ SCR, risulta possibile variare l’intensità luminosità di una lampada tramite la modulazione di fase della sinusoide. In Fig. 16 è rappresentato un variatore di lu-minosità in cui l’UJT è inserito come oscillatore a rilassamento. Alimentando l’oscillatore tramite onda pulsante e sfruttando un gruppo RC in ingresso si stabilisce un ritardo di conduzione dello stesso UJT potendo così agire sull’elettrodo di controllo del tiristore stabilendone la durata di conduzione.

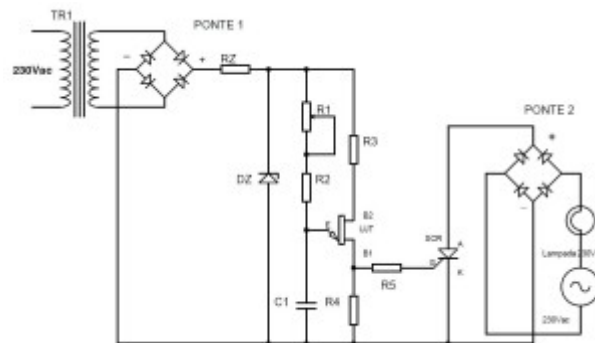



Fig.16: Schema elettrico del variatore di luminosità.

Schema elettrico

Inizialmente l'UJT si trova in off,quindi l'SCR non riceve ancora l'impulso di innesco. Successivamente C inizia a caricarsi attraverso il partitore resistivo R1+R2 e quandola tensione ai suoi capi raggiunge quella di soglia dell'UJT (compresa tra 2 e 5 volt), lo stesso UJT entra in conduzione consentendo a C di scaricarsi rapidamente su R4 attraverso la giunzione di base di b1, fornendo all'SCR gli impulsi di innesco utili per portarlo in conduzione. La tensione che viene fornita in scarica da C attraverso R4, coincide circa con la tensione di soglia dell'UJT e questo fa si che tramite questo sistema possano essere pilotati anche tiristori di potenza. Infatti la corrente che restituisce il condensatore ha una intensità tale da permettere un sicuro innesco.In questo tipo di funzionamento l'SCR viene pilotato in regime impulsivo quindi per la limitazione della corrente di gate è sufficiente una resistenza di qualche centinaio di ohm. Stabilendo il valore di R1 risultata possibile modificare questo ritardo, variando quindi il tempo di innesco del tiristore e quindi variare la durata della sinusoide ovvero della tensione d'uscita. Nei grafici di figura 17 è indicato come la tensione di 15 Vac applicata al Circuito(Fig. a) viene prima raddrizzata dal ponte a diodi ma non livellata da un filtro (Fig.b) per poi venire stabilizzata e limitata dal diodo zener (Fig. c).

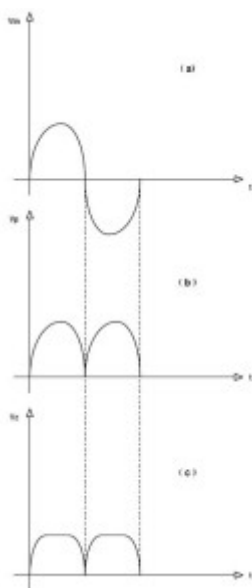



Fig. 17 a) b) c): I tre grafici indicano come la tensione di alimentazione Vin(a) viene raddrizzata (b) e limitata dal diodo zener (c).

Nei grafici di figura 18 è sono rappresentati i comportamenti del gruppo RC costituito da R1, R2 e C1, dell'UJT e dell'innesco del tiristore. In fig.a è indicato come C1 inizialmente tende a caricarsi attraverso il gruppo ohmico.Il tempo di carica del condensatore dipende strettamente dal valore assunto da R1. Più il valore di R1 è alto e più sarà lento il tempo di carica del componente. Al contrario più il valore di R1 sarà basso e con più velocità C1 potrà caricarsi. Quando il valore di carica di C1 raggiunge e supera il valore della tensione di soglia dell'UJT, il transistor unigiunzione potrà fornire l'impulso di innesco al tiristore consentendone l'accensione (Fig.b). In base alla durata di questo impulso, legata al tempo di carica di C1, sarà stabilito il tempo di conduzione del tiristore che agli elettrodi A- K parzializzerà la semionda fornitagli dal ponte raddrizzatore (Fig. c). Questo comportamento permette di controllare la luminosità della lampada. Nei comportamenti raffigurati si considera R1 regolata ad un valore elevato quindi l'SCR risulta rimanere in conduzione per un breve periodo della semionda positiva (Fig.c).

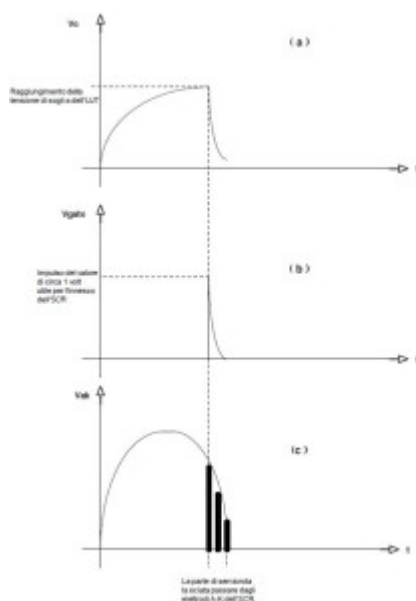



Fig. 18 a) b) c). Nei grafici sono rappresentai la carica di C1 attraverso il gruppo ohmico R1,R2(a). La conduzione dell'UJT in funzione del tempo di carica di C1(b) e la parzializzazione operata dall'SCR sulla semionde in uscita del ponte a diodi(c).

I grafici di figura 19 hanno lo stesso significato di quelli di figura 18. A differenza però dei precedenti si è considerato il comportamento del condensatore e quindi dell'UJT e dell'SCR con il valore di R1 impostato al minimo. Il tempo di carica più breve di C1 consente al transistor uni-giunzione di lasciare innescato il tiristore per buona parte della semi-onda positiva. Questo permette alla lampada di accendersi in modo quasi totale.

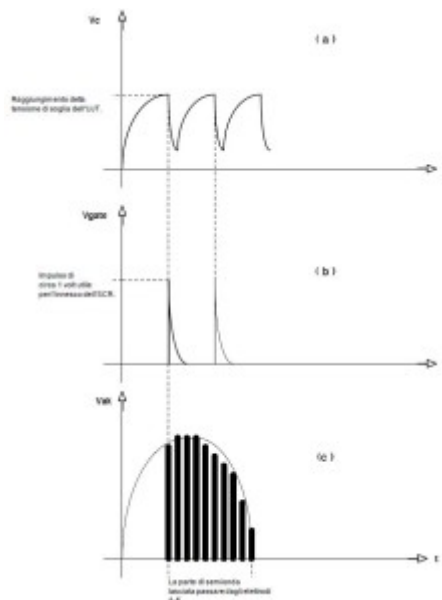



Fig. 19 a) b) c): I grafici indicano come varia la parzializzazione operata dell’SCR sulla semionda in funzione del valore assunto da R1.

Il progetto di un variatore di luminosità

Si prenda come riferimento lo schema elettrico di figura 16. Considerando il diffuso 2n2646 da data sheet la sua corrente di valle Iv è compresa tra 4(min.)e 6(typ.) milliamper mentre la tensione di soglia è pari a 3,5 volt. Tensione massima tra le basi 35V. Avendo a disposizione un trasformatore con secondario 15V si procede:

Si può scegliere uno zener limitatore con una VZ pari a 9,1V con potenza 1,3W.

Affinché l’UJT non rimanga permanentemente innescato, escludendo R1, bisogna che:

R2=RE> Vcc/Iv

Scegliendo una Iv di 5mA risulta:

Vcc/Iv= RE

9,1/ 0,005 = 1,8KΩ circa

Quindi per R2 sceglieremo un valore pari a 3,3KΩ ottenendo una Ie pari a circa 2,7mA quindi minore di Iv, affinchè la retta di carico relativa alla maglia d’ingresso intersechi la caratteristica dell’ UJT in un punto della zona a resistenza negativa (fig.11). Scegliendo una Iz pari a 9mA, RZ ri-sulta pari a :

RZ: Vcc-Vz/ Iz+ Ie

RZ= (14,5-9,1/ 9+2,5)1000 RZ= 470ohm circa

I 14,5V di Vcc si riferiscono ai circa 16 volt forniti dal trasformatore meno la caduta sul ponte a diodi . Si ottiene così un ritardo fisso di un 500uS con R1 al minimo.

Infatti T= 1,2 (R1+R2) C

Considerando ora che la durata del periodo è pari a 10 millisecondi inserendo R1 variabile da 0 a 47Kohm è possibile ricoprire quasi intera-mente la durata del semiperiodo di rete (T risulterebbe pari a 9 milli secondi), ottenendo una ampia escursione di luminosità della lampada portandola allo spegnimento completo. La resistenza R3 deve avere un valore compreso tra 100 ohm e 100 kohm. La funzione di tale resistenza è quella di rendere stabile il funzionamento del dispositivo nei confronti della temperatura. Il collegamento dell'SCR al ponte a diodi fa si che il tiristore rimanga in conduzione, attraverso le semionde positive, per tutto il periodo della sinusoide incluso quindi il ciclo dei semiperiodi negativi. Se l' SCR venisse direttamente collegato alla lampada, rimarrebbe in conduzione nei soli semiperiodi positivi accendendo la lampada al valore di soli 110V.

Elenco componenti	
Sigla	Valore
R1	Potenz. Lin. 47KΩ
R2	3,3KΩ 1/4W
R3	100Ω 1/4W
R4	100Ω 1/4W
R5	150Ω 1/4W
RZ	470Ω 1/2W
C1	150nF
DZ	Diodi zener 9,1V- 1,3W
UJT	2N2646
Ponte 1	40V-1A
Ponte 2	800V- 8A
SCR	TIC116
Trasf.	15V- 300mA

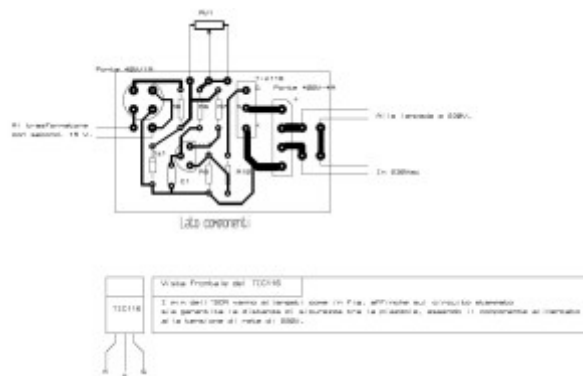



Fig.20: Il circuito stampato del prototipo.Lato componenti

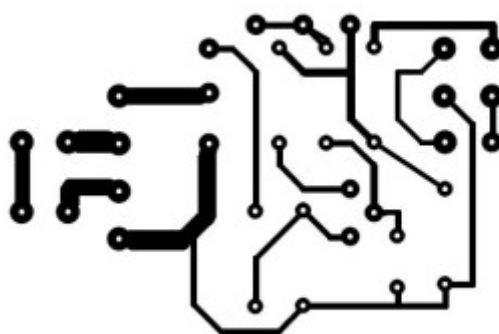



Fig 21: Il circuito stampato del prototipo. Lato rame

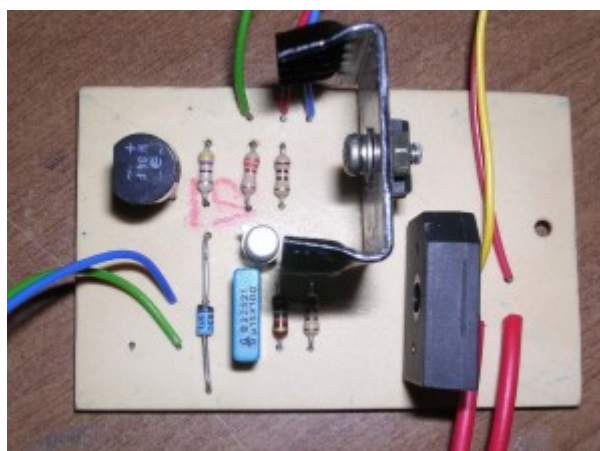



Fig.22: Il prototipo del variatore di luminosità.

Montaggio del circuito

La poca quantità di componenti consente di montare lo stampato rapidamente. Si procede con il montaggio e la saldatura dei conduttori quali quelli verso il trasformatore di alimentazione, quelli del potenziometro, quelli per i 230V e quelli destinati alla lampada. Anche in questo caso non si usi cavetteria con sezione inferiore ai 0,7mmq. Segue poi il montaggio delle 5 resistenze,del potenziometro e di C1. Si passa poi alla saldatura del diodo zener seguito dai due ponti a diodi. Successivamente si passa al montaggio dell'SCR. Anche in questo caso i pie-dini del tiristore vanno distanziati tra loro con cura per poi saldarli. Infine può essere montato e saldato l'UJT. Sul tiristore va fissato un dissipatore con Rt: 5°C/W. Passare inoltre sull'aletta dell'SCR uno strato di pasta al silicone sarebbe ottimale. L'SCR e l'NE555 per eccitare teleruttori di potenza con tensione di

alimentazione da 24 a 230Vac. Il circuito di Fig.23 consente di comandare teleruttori di potenza o ausiliari,o comunque relè ed elettro valvole, con tensioni comprese tra 24 e 230Vac. Nella configurazione dell' NE555 si ottiene l'equivalente di un flip-flop RS in grado di innescare l'SCR per il comando dell'utenza. Il circuito costituisce in sintesi un relè allo stato solido in cui il tiristore viene individuato come contatto di potenza. A differenza di un normale relè, questo non presenta parti meccaniche non soffrendo quindi di una possibile usura dei contatti nel tempo. Inoltre si ha la possibilità di tempi di commutazione più veloci rispetto al relè meccanico.

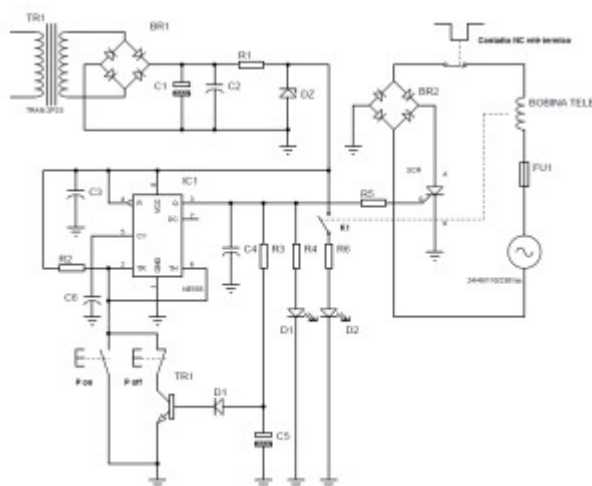



Fig.23: Lo schema elettrico dell'SCR e dell'NE555 impiegati per eccitare dei teleruttori.

Schema elettrico

Al circuito viene fornita la tensione stabilizzata di 10V dallo zener DZ1, senza la necessità di un integrato stabilizzatore. In riferimento all' NE555 nella condizione di riposo agli ingressi 2 e 6 (trigger e soglia), giunge un valore di tensione superiore ai 2/3Vcc quindi il pin 3 (output) fornisce 0 volt verso l'SCR che non può innescarsi. Premendo il pulsante P1 i pin 2 e 6 vengono cortocircuitati a massa e questo consente a IC1 di fornire livello alto in uscita innescando l'SCR per pilotare l'utenza. Il livello alto fornito dal pin 3 consente la conduzione di TR1 che attraverso P2, pulsante normalmente chiuso, lascia gli ingressi 2 e 6 cortocircuitati verso il negativo quindi livello alto in uscita. Questa condizione di memoria permane finchè non viene premuto P2 , la cui apertura consente ai pin trigger-soglia di tornare a circa 10V disabilitando l'uscita per poter disinnescare l'SCR. Il gruppo R3-C5-D1 consente di evitare auto inneschi del circuito che potrebbero causare l'improvvisa accensione del tiristore. Il led DL1 indica in conduzione lo stato alto del pin d'uscita 3 di IC1, mentre DL2 indica la chiusura del teleruttore attraverso un suo contatto ausiliario. Questa doppia segnalazione che riguarda sia il circuito di comando che il dispositivo di potenza, risulta utile al fine di verificare che entrambi i circuiti diano la stessa risposta per un corretto funzionamento del sistema.

Elenco componenti	
Sigla	Valore
R1:	100Ω 1W

R2:	2,2KΩ 1/4W
R3:	33KΩ 1/4W
R4:	2,2KΩ 1/4W
R5:	330Ω 1/4W
R6:	470Ω 1/4W
C1:	330uF – 35V Elettrol.
C2-C3	100nF
C4:	100nF
C5:	10uF – 25V Elettrol.
C6:	10nF
P1:	Pulsante no
P2:	Pulsante nc
DL1,DL2	diodi led
D1:	1N4148
DZ1:	Diodo zener 10V- 1,3W
TR1:	BC 237
IC1:	NE555 o LM555
SCR:	TYN 808
BR1:	Ponte 40V-1A.
BR2:	Ponte 600V-10A.
Trasf.	12V-300mA.
FU1:	Dimensionare in base al carico. Vedi articolo.
	Valore indicativo fuse per teleruttore 2A

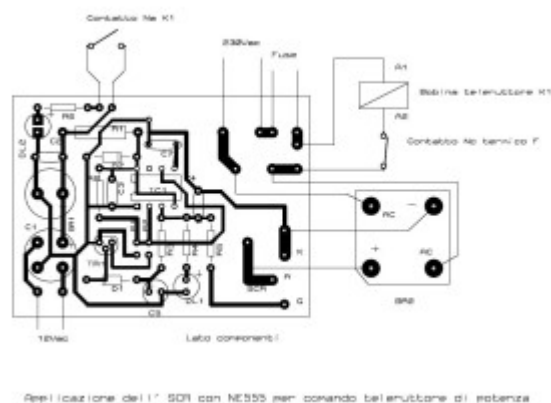



Fig.24: Il circuito stampato del prototipo Lato componenti.

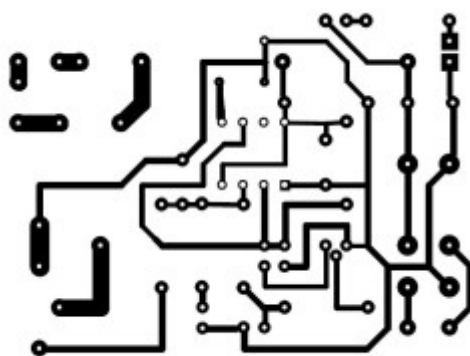



Fig.25: Il circuito stampato del prototipo.Lato rame.

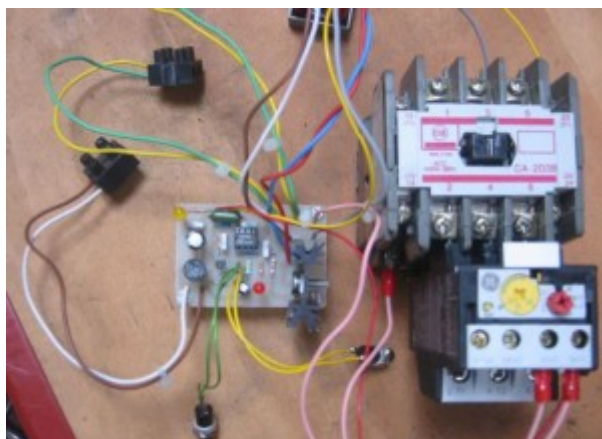



Fig. 26: Il prototipo del circuito con SCR-NE555 per eccitare teleruttori.

Importanti considerazioni sul carico applicabile al circuito.

Il circuito risulta in grado di comandare carichi sia resistivi che induttivi, partendo da una tensione minima di 24Vac fino ad un massimo di 230Vac. L' SCR utilizzato è costituito dal tiristore TYN808 in grado di sopportare ai terminali A-K una tensione nominale di 800V e di fornire una corrente massima di 8A, mentre il ponte raddrizzatore d'uscita può sopportare una tensione massima di 600V e fornire una corrente massima di 10A. Se il circuito venisse impiegato per alimentare carichi resistivi come lampade a incandescenza, piccoli riscaldatori occorre che:

- L'utenza non assorba una corrente superiore ai 2A e l'SCR

- va obbligatoriamente fissato su di un dissipatore con Rt pari a 3°C/W.

Se l'impiego del circuito fosse destinato per il comando di carichi induttivi come teleruttori, elettro valvole o relè bisogna tener conto della corrente di spunto delle bobine:

Per bobine dei suddetti a 24V- 48V lo spunto non deve essere superiore ai 70VA. In termini pratici per i teleruttori si fa riferimento alla Ith no-minale del componente pari a 40A.

Per bobine dei suddetti a 110 e 230V lo spunto non deve essere superiore ai 110VA. Per i teleruttori si fa riferimento ad una Ith nominale di 80A.

Pur considerando che in ritenuta l’assorbimento della bobina risulta basso, si consiglia sempre di fissare il tiristore su di un dissipatore con Rt :5°C/W.

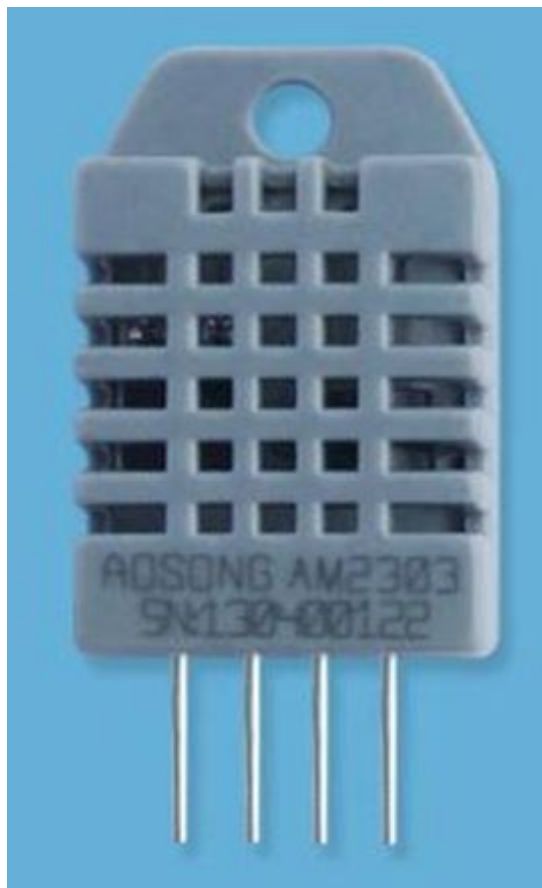
Montaggio del circuito

Il montaggio del circuito stampato inizia a partire dal fissaggio e la saldatura della cavetteria . Quella verso il trasformatore di alimentazione, dei 230V, quella del carico, del ponte raddrizzatore di potenza concludendo con quella del contatto ausiliario nel caso in cui si pilotasse un teleruttore o un relè. Vanno poi saldati ai rispettivi cavetti, come da schema, i pulsanti P1 e P2. Si passa poi al montaggio dello zoccolo dell’ NE555.

Segue poi il montaggio resistenze delle. In particolare il resistore R1 da 1W, durante il funzionamento del circuito tende a dissipare una certa potenza riscaldandosi ; va quindi distanziato di qualche millimetro dalla basetta. Si procede successivamente alla saldatura dei condensatori in poliestere o ceramici seguiti da i due condensatori elettrolitici C1 e C5. A seguire si passa al montaggio dello zener , dell ‘1N4148 e dei due diodi led DL1 e DL2. Si passa poi al montaggio e alla saldatura del ponte raddrizzatore di alimentazione e del transistor TR1. Segue il montaggio del tiristore i cui piedini, come di regola, vanno idoneamente distanziati.

Infine può essere collegato alla cavetteria il ponte raddrizzatore di potenza e l’NE555 montato sullo zoccolo.

Interfacciamento sensore DHT22 con PIC18F26K80

By Alberto Trasimeni | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

La misurazione di parametri ambientali quali temperatura e umidità può essere effettuata mediante l'uso di sensori analogici che digitali.La Aosong ha messo in commercio un sensore digitale di particolare interesse con protocollo one wire (propietario).

Questo articolo prende in considerazione il sensore DHT22 della Aosong, che fornisce uscite digitali calibrate per temperatura e umidità,con lettura delle grandezze a 1/10, avente costo abbastanza contenuto. Il sensore DHT22 utilizza un protocollo 1-wire di tipo proprietario che analizzeremo e implementeremo utilizzando il PIC18F26K80 un microcontrollore di particolare interesse per le sue caratteristiche funzionali. I valori della temperatura e della umidità verranno acquisiti e visualizzati su un LCD 16×2.Come sistema di sviluppo per il nostro progetto utilizzeremo EASYPIC7 della Mikroelettronica. Lo schema di principio del collegamento per il sensore DHT22 è rappresentato in figura 1.

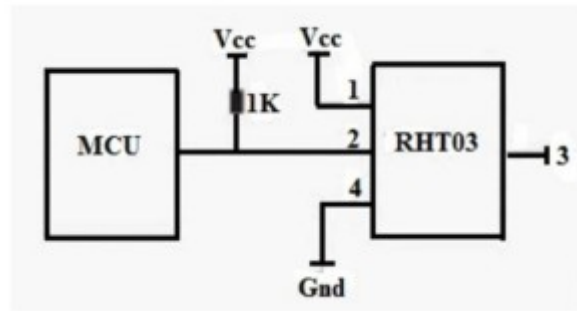



figura1: (DHT22=RHT03)

Questo sensore include un componente per la misurazione dell’umidità di tipo capacitivo e un NTC per la misurazione della temperatura, si connette a un microcontrollore/microprocessore ad 8 bit che possiede alte prestazioni, è dotato di buona qualità, con tempi di risposta accettabili(considerando i tempi di variazione delle grandezze in misura), con caratteristiche di anti-interferenza ed economicità.

Fisicamente si presenta con un contenitore a quattro pin, di cui usati solo tre: al pin 1 deve essere collegata l’alimentazione, al pin2 una resistenza da 1KΩ(pull-up-dati),al pin4 la massa. Il sensore si presenta nella realtà come in figura2 (la numerazione dei piedini va da sinistra verso destra).

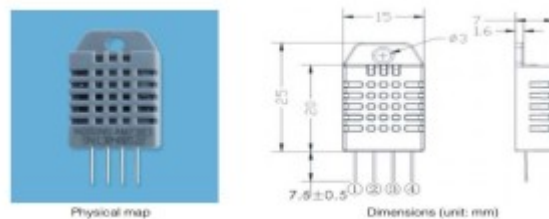



figura 2

Le applicazioni di tale sensore sono molteplici come ad esempio: nei sistemi per la regolazione della umidità(deumidificatori), data loggers, stazioni meteorologiche e altre misure di umidità.

E’ possibile utilizzare il sensore anche a distanza dal microcontrollore/microprocessore utilizzando un cavo schermato di lunghezza fino a 30 metri, avendo però l’accortezza di utilizzare in questo caso, un resistore di pull-up di 5,6KΩ. Dal datasheet del costruttore le specifiche di test sono riportate in figura n°3.

Parameter	Condition	min	typ	max	Unit
Voltage		3.3	5	5.5	V
Power consumption [4]	Dormancy	10	15		µA
	Measuring		500		µA
	Average		300		µA
Low level output voltage	I_{ol} [4]	0		300	mV
High output voltage	Rp<25 kΩ	90%		100%	VDD
Low input voltage	Decline	0		30%	VDD
Input High Voltage	Rise	70%		100%	VDD
Rpu [4]	VDD = 5V VIN = VSS	30	45	60	kΩ
Output current	turn on		8		mA
	turn off	10	20		µA
Sampling period		2			S

figura 3

La fabbrica ha testato la sua precisione con una temperatura di esercizio di 25°C e con una tensione di alimentazione di 5V,in ambiente non condensante.Inoltre fa presente che i dati raccolti nella fase di testing fanno riferimento ad un flusso d’aria con una velocità di 1m/sec. Si nota dalla tabella sopra riportata che le tensioni di alimentazione vanno da 3.3v fino a 5v, con correnti assorbite veramente piccole,da 8 ma in fase operativa e di 20 µa in fase di stanby. Da notare che il tempo di lettura ripetitivo e un po’ lungo cioè non deve essere inferiore ai 2sec,ma considerando la rapidità di variazione delle grandezze misurate non è un parametro così negativo. Le prestazioni specifiche del sensore riguardanti la misura della temperatura e della umidità sono riportate nelle figure seguenti.

Per l’umidità relativa

Parameter	Condition	min	typ	max	Unit
Resolution			0.1		%RH
Range		0		99.9	%RH
Accuracy [1]	25℃		±2		%RH
Repeatability			±0.1		%RH
Exchange		Completely interchangeable			
Response [2]	1/e(63%)		<5		S
Sluggish			±0.3		%RH
Drift [3]	Typical		<0.5		%RH/yr

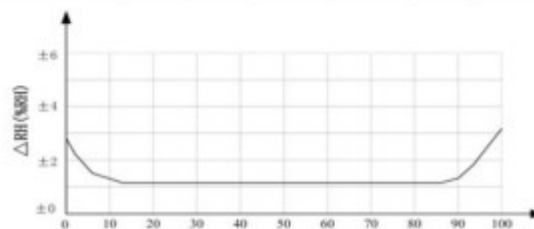



figura 4

Per la temperatura

Parameter	Condition	min	typ	max	Unit
Resolutio n			0.1		℃
			16		bit
Accuracy			±0.3	±0.4	℃
Range		−40		125	℃
Repeat			±0.2		℃
Exchange		Completely interchangeable			
Response	1/e(63%)		<5		S
Drift			±0.1		℃/yr

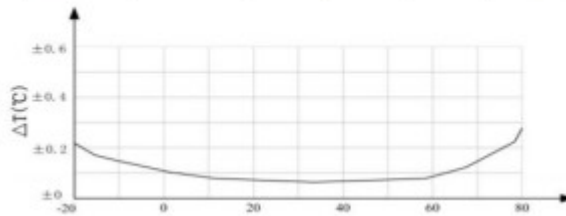



figura 5

Dalle figure precedenti è possibile notare che la curva di accuratezza in misura dell' umidità è più piatta rispetto a quella della accuratezza in temperatura, ma osservando bene la percentuale di variazione è più alta, ciò significa che la misura della temperatura è più precisa.

Il protocollo di comunicazione semplificato del sensore è rappresentato dalla in figura sottostante.

figura 6

Si nota che prima di iniziare la comunicazione con il sensore, il microcontrollore/microprocessore deve inviare un segnale di start, a cui il sensore risponde, con un segnale avente tempi ben definit,i così come devono essere ben definiti tempi del segnale di start inviato dal master. Ma della strutturata di tali tempi ce ne occuperemo più avanti. In definitiva i bit da leggere sono in totale 40 compresi gli 8 bit del CRC ,che vengono inviati per ultimi. I primi 16 bit letti forniscono la parte alta e bassa dell'umidità, rispettivamente la parte intera e parte frazionaria. Analogamente per quanto concerne la misura della temperatura. Se misurando la temperatura la parte alta di questa ha il bit di peso 128 ad 1 e tutti i rimanti bit a "0", stiamo leggendo una temperatura negativa. In questo caso la parte bassa della temperatura contiene sia la parte intera che la parte frazionaria di questa. Occupiamoci ora degli ultimi 8 bit letti che costituiscono il CRC, supponiamo di aver letto il seguenti bit:

parte alta umidità parte bassa umidità parte alta temperatura parte bassa temperatura CRC

00000010 10010010 00000001 00001101 **1010 0010**

calcoliamo la somma della parte alta e bassa della umidità e della temperatura avremo:

00000010 + 10010010 + 00000001 + 00001101=**10100010**

da questo si deduce che se la somma dei dati umidità e temperatura coincide con il CRC la lettura effettuata è corretta. Per quanto riguarda l'interpretazione dei valori letti vediamo il come calcolare

il valore dell'umidità e della temperatura dalla lettura precedente:

parte alta umidità **parte bassa umidità** **trasformazione esadecimale-decimale**

00000010 + 10010010 = 0292h=512+128+16=658 ——-> Rh% =65.8

parte alta temperatura **parte bassa temperatura**

00000001 + 00001101 = 010Dh=256+8+4+1=269———->Temp=26.9 C°

Al momento in cui viene fornita alimentazione al sensore è necessario aspettare almeno un tempo pari a due secondi prima di iniziare qualsiasi operazione di comunicazione. Tale tempo è necessario affinché il dispositivo possa attivare in modo corretto tutte le parti hardware presenti in esso, ed in modo improprio, tale tempo può essere definito come tempo di reset o di power-up. Ogni componente del DHT22 è stata opportunamente calibrata dal costruttore in fase realizzativa e i coefficienti di calibrazione,sono memorizzati in una memoria OTP interna.Il loro valore viene utilizzato durante il processo di acquisizione. L'interfaccia seriale ad un solo filo, permette di rendere la comunicazione sufficientemente veloce ed integrare nel contempo il sensore, in modo semplice con qualsiasi sistema embedded, basato su microcontrollore/microprocessore.

L'interfaccia seriale di comunicazione one-wire, possiede un protocollo proprietario(non standard) che permette la comunicazione con il dispositivo, ora analizzeremo tale protocollo.

Dopo il tempo di power-up il dispositivo si pone in modalità stand-by(basso consumo) ed attende il segnale di Start_Signal. Questo segnale consiste in un livello logico basso della linea dati che duri per un tempo almeno pari a 1ms, per farsi che il sensore lo rilevi, seguito da un livello alto della linea dati, di durata tra i 20µs e i 40µs.Rilevato il segnale di Start-Signal il dispositivo risponde al microcontrollore/microprocessore mettendo la linea dati a livello basso per 80µs per poi portarla a livello alto per altri 80µs. Come riportato in figura7.

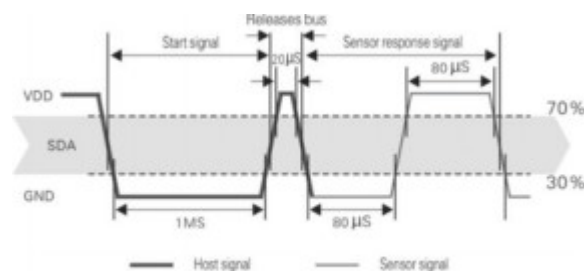



figura7

Dopo la risposta del sensore, il microcontrollore(master) potrà iniziare a ricevere i dati. Ogni bit trasmesso dal dispositivo sarà preceduto da un tempo di 50µs in cui la linea dati si trova a livello basso per poi passare a livello alto. La durata ,di tale livello, dipende dal valore del bit che sta trasmettendo: se il bit è di valore logico "0" il livello alto durerà 26µs,se invece il bit che sta trasmettendo è di livello logico "1" il livello alto durerà 70µs. La figura 8 mostra la trasmissione del bit di valore logico "0" e del bit di valore logico "1".

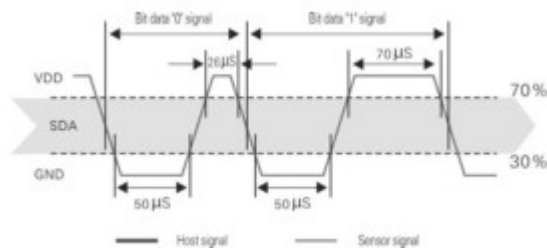



figura 8

Il protocollo di comunicazione nella sua globalità con le relative specifiche dei tempi è riportato nella figura sottostante.

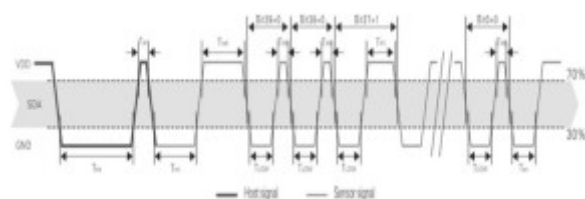



figura 9

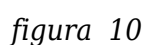
La tabella riporta per i diversi tempi di comunicazione i valori: minimi tipici e massimi da dover rispettare per realizzare una comunicazione valida con il dispositivo. Utilizzeremo il timer2 del microcontrollore per leggere in modo corretto il tempo di risposta del sensore al segnale di start, cosi come tutti i bit i successivi costituenti la trama, che rappresentano le grandezze in misura.

Symbol	Parameter	min	typ	max	Unit
T_{be}	Host the start signal down time	0.8	1	20	mS
T_{go}	Bus master has released time	20	30	200	µs
T_{rel}	Response to low time	75	80	85	µs
T_{reh}	In response to high time	75	80	85	µs
T_{LOW}	Signal "0", "1" low time	48	50	55	µs
T_{H0}	Signal "0" high time	22	26	30	µs
T_{H1}	Signal "1" high time	68	70	75	µs
T_{en}	Sensor to release the bus time	45	50	55	µs

Tabella 1

In definitiva il flow chart relativo alla lettura del bus del dispositivo è rappresentato in figura 10.

figura 10

In sintesi:

I bit trasmessi dal sensore DHT22 in totale sono 40 ed hanno la seguente struttura:

Dati(40-bit)= 1° byte parte intera RH%+2° byte parte decimale di RH%+3° byte parte intera T°+ 4° byte parte decimale T°+5° byte di CRC.

L'ultimo byte, il byte di CRC viene inviato per controllare che la trasmissione dei dati sia avvenuta in modo corretto cioè senza errori. Se tutti i quattro byte delle grandezze in misura sono stati trasferiti con successo, in questo caso il byte di CRC deve essere uguale alla somma dei quattro byte ricevuti, cioè:

CRC(8bit)= (1° byte parte intera RH%+2° byte parte decimale di RH%+3° byte parte intera T°+ 4° byte parte decimale T°).

Lo schema di principio dell'interfacciamento del sensore con il microcontrollore PIC18F26K80 è riportato in figura 10.Lo schema è perfettamente conforme con la verifica sperimentale realizzata utilizzando la EASYPIC7 della MikroElektronica. Inoltre il progetto è stato simulato mediante il programma professionale Proteus 8.1 della Labcenter Electronics; ed i risultati ottenuti sono stati in perfetto accordo con quelli sperimentali.

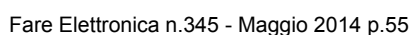



figura 11

Vediamo ora le funzioni più importanti scritte in MikroC(rel 6.01) che permettono la gestione del sensore che rispettivamente sono:

1. void StartSensore(void) che permette di fornire il segnale di start al sensore e quindi di iniziare la comunicazione.
2. unsigned char ControlloRisposta(void) questa funzione permette di leggere la risposta del sensore e quindi di stabilire se la comunicazione è presente o meno.
3. Unsigned char LeggiByte(void) consente di leggere i cinque byte, cioè la parte intera e frazionaria della umidità relativa percentuale e la parte intera e frazionaria della tempertaura compreso il byte di CRC

Cominciamo l’analisi della funzione StartSensore(void) il cui corpo è riportato in figura 12.

```
/*****************************************************
 * Nome Funzione:                                    *
 *   <f_nome>                                        *
 * Descrizione:                                      *
 *   <descrizione>                                   *
 * Parametri Input:                                  *
 *   <lista_parametri>                               *
 * Parametri Restituiti:                             *
 *   <lista_parametri>                               *
 * NOTE:                                             *
 *   <note>                                          *
 *****************************************************/
 void StartSensore(void)
{
  DataDir = 0;     // linea dati è in output
  Data    = 0;     // linea dati "0"
  Delay_ms(20);    // master start signal(valore Massimo)
  Data    = 1;     // lena dati "1"
  Delay_us(30);    // rilascio del bus (valore tipico)
  DataDir = 1;     // linea dati e in input risposta sensore
}
```

figura 12

Come si nota la linea dati(RA0) viene messa in uscita e successivamente posta a livello logico “0” per un tempo pari a 20ms,dopo tale tempo la linea dati viene posta al valore logico “1” per 30us per poi essere impostata come ingresso aspettando la risposta del sensore, in relazione alle specifiche del costruttore (vedi tabella 1).

La funzione che controlla la presenza della risposta del sensore è forse più complessa in quanto deve valutare i tempi che costituiscono il segnale di risposta, per questo si avvale del timer2.

Il timer2 viene programmato per avere un timeout pari a 255us che ci permetterà di stabilire se il dispositivo sta rispondendo o meno. Il corpo di tale funzione è riportato in figura 13.

```
/*******************************************************
 * Nome Funzione:                                      *
 *   <f_nome>                                          *
 * Descrizione:                                        *
 *   <descrizione>                                     *
 * Parametri Input:                                    *
 *   <lista_parametri>                                 *
 * Parametri Restituiti:                               *
 *   <lista_parametri>                                 *
 * NOTE:                                               *
 *   <note>                                            *
 *******************************************************/
unsigned char ControlloRisposta(void)
{
  Time_Out = 0;
  TMR2 = 0;
  T2CON.TMR2ON = 1;            // start timer2
  while(!Data && !Time_Out);
  if (Time_Out) return 0;
  else
  {
    TMR2 = 0;
    while(Data && !Time_Out);
    if (Time_Out) return 0;
    else
    {
      T2CON.TMR2ON = 0;
      return 1;
    }
  }
}
```

figura 13

La variabile di Time_Out tiene conto del tempo di risposta del dispositivo (l'interrupt del timer2 la setta se sono trascorsi 255us) infatti se la risposta del sensore arriva, successivamente al segnale di start, e dura a livello logico basso 80us,passa ad analizzare la durata della parte alta di tale segnale, che deve durare anch'essa 80us. Sotto queste condizioni restituisce il valore logico "1" indicando che il dispositivo ha risposto al segnale di inizializzazione. In caso contrario restituisce il valore logico "0" indicando la non risposta del sensore. Infine la funzione che permette la lettura delle grandezze temperatura e umidità è riportata in figura 14.

```
/*****************************************************
 * Nome Funzione:                                    *
 *   <f_nome>                                        *
 * Descrizione:                                      *
 *   <descrizione>                                   *
 * Parametri Input:                                  *
 *   <lista_parametri>                               *
 * Parametri Restituiti:                             *
 *   <lista_parametri>                               *
 * NOTE:                                             *
 *   <nota>                                          *
 *****************************************************/
unsigned char LeggiByte(void)
{
  unsigned char valore = 0;
  DataDir = 1;
  for (i=0; i<8; i++)
  {
   while(!Data);
   TMR2 = 0;
   T2CON.TMR2ON = 1;
   while(Data);
   T2CON.TMR2ON = 0;
   if(TMR2 > 80) valore |= 1<<(7-i);  // Se TMR2 > 40us, il dato è 1
  }
   return valore;
}
```

figura 14

La lettura sia della temperatura che dell'umidità avviene bit per bit(ciclo for) e grazie al timer2 possiamo stabilire quando il bit inviato è di valore logico "0"(26-28us) o "1"(70us). I bit vengono inseriti nella variabile valore che verrà restituita dalla funzione a lettura ultimata. Il firmware completo potrà essere scaricato dal sito dell'editore.

Osservazioni finali: Il firmware proposto per il progetto, legge il DHT22 ogni due secondi, mediante una temporizzazione (routine di ritardo) ottenuta fruttando il timer0. Riporto per comodità del lettore le configurazioni del timer0 e del timer2.Le figure 15 e 16 esplicitano tali configurazioni ,ricordo di porre molta attenzione alla configurazione dei timer, ed in modo particolare alla configurazione del timer2, per una corretta lettura del dispositivo. Le temporizzazioni dei timer sono state realizzate utilizzando l'oscillatore interno del PIC18F26K80 con una frequenza di lavoro pari ad 8Mhz,ovviamente senza far uso del PLL, inoltre ho usato una resistenza di pull-up di 4.7K sulla linea dati.

Configurazione del Timer0.

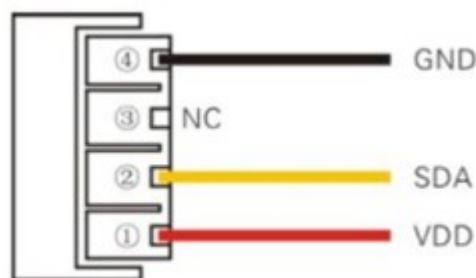
```
//---------------Impostazione dei Timer0--------------//
// Timer0 Registers:// 8-Bit Mode;
// Prescaler=1:256;Freq=30.51758Hz; Period=32.768 ms
 T0CON.TMR0ON = 1; // Timer0 Control bit:1=abilito Timer0
 T0CON.T08BIT = 1; // Timer0 8-bit
 T0CON.T0CS   = 0; // TMR0 Clock Interno
 T0CON.T0SE   = 0; // TMR0 low/high
 T0CON.PSA    = 0; // Prescaler assegnato a TMR0
 T0CON.T0PS2  = 1; // Fattore di divisione del Prescaler
 T0CON.T0PS1  = 1;
 T0CON.T0PS0  = 1;
 TMR0H = 0x0;      // Preset Timer0 MSB
 TMR0L = 0x0;      // Preset Timer0 LSB
 INTCON.TMR0IE=1;  // abilita interruzione timer0
 INTCON2.TMR0IP=0; // Interrupt Timer0 bassa priorità
```

figura 15

Configurazione del Timer2.

```
//---------------Impostazione dei Timer2--------------//
// Prescaler=1:1; TMR2 PostScaler=1:2; PR2=255 -
// Freq = 3.92157kHz - Period = 255.00 µs
  T2CON.T2OUTPS3 = 0;   //Postscaler 1:2
  T2CON.T2OUTPS2 = 0;
  T2CON.T2OUTPS1 = 0;
  T2CON.T2OUTPS0 = 1;
  T2CON.TMR2ON   = 0;   // Timer2 è disattivo;
  T2CON.T2CKPS1  = 0;   // Divisione prescaler 1:1
  T2CON.T2CKPS0  = 0;
  IPR1.TMR2IP=1;        // Abilito interrupt alta priorità
  PIE1.TMR2IE=1;        // Abilito interrupt per in timer
  TMR2=0;               // Resetto il Timer
  PR2=255;              // Configuro registro periodo
```

figura 16

In ultimo riporto nelle figure sottostanti, il pinout del dispositivo ed il suo corretto collegamento alla alimentazione.

Elenco componenti	
Sensore	DHT22 della AOSONG
Microcontrollore	PIC18F26K80 della microchip
Resistenza	4.7K pull-up(1/4w)

Sistema di monitoraggio batterie (terza parte)

By Grazia Ancona | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

E' venuto il momento di presentare la nostra applicazione, essa è composta di due distinte unità: il MASTER e lo SLAVE. Cominceremo dalla prima delle due poiché essa rappresenta il "cuore" del nostro sistema di misura.

E' necessario monitorare lo stato di un accumulatore?

A coloro che hanno seguito la prima e la seconda puntata del nostro discorso, il titolo di questo paragrafo sembrerà quasi una domanda capziosa. Infatti, dobbiamo dare per scontato che la misura della tensione di un accumulatore al piombo (che d'ora in avanti chiameremo anche "batteria" sebbene il termine non sia esattamente pertinente…) è un indicatore inequivocabile delle sue condizioni operative. Questo intervento è necessario e determinante per stabilire una strategia di manutenzione e, cosa non secondaria, per una migliore affidabilità di tutto l'impianto ove sono installati gli accumulatori stessi. Avere cura di un sistema di batterie, in un momento di particolare attenzione verso l'ambiente ed ai costi di esercizio, è cosa ancor più raccomandabile rispetto, ad esempio, a dieci anni or sono. Per verificare la tensione di una batteria, ed eventualmente di una serie completa, basta un comune multimetro digitale ed un paio di mani. A fronte di un'affermazione che appare ovvia e scontata, sarà però il caso di fare alcune considerazioni. Vediamole insieme:

- Una serie di batterie richiede un numero di misure pari al numero delle batterie stesse.
- Di solito, l'impianto è situato in parti dell'abitazione/ufficio/fabbrica ove la presenza umana non è

comoda e neppure facile (scantinati bui, soffitte, capannoni, il polveroso cofano di un veicolo, ecc.).
- Occorre stabilire un piano di verifica periodico in quanto non sarà possibile sapere a priori le condizioni di ogni batteria costituente lo stack installato nell'impianto.
- Nel caso sia necessario tenere "sott'occhio" un elemento della serie dovremmo sottostare a diverse visite, magari anche nell'ambito di una sola giornata, nel sito dell'impianto.
- Non tutti gli utenti hanno il know-how sufficiente per questo tipo di verifiche.

Supponiamo adesso di disporre di un dispositivo che legge continuamente la tensione di ogni batteria, la presenta in forma leggibile nel locale che noi sceglieremo (anche il salotto, volendo...) e ci avverte se qualche unità è sotto un determinato livello di carica (quest'ultimo scelto da noi). Non solo, ma per ogni batteria ci informa anche sull'andamento della carica rispetto alla misura precedente e, dulcis in fundo, ci presenta la tensione serie totale. Ovvero la tensione che è applicata al nostro dispositivo e che costituisce un parametro di riferimento decisivo per il funzionamento del nostro impianto. Bene, l'applicazione che intendo presentarvi consente tutto ciò.

Batteries monitor: teoria di funzionamento e considerazioni progettuali

Adesso vediamo come le specifiche citate a grandi linee nel paragrafo precedente possono essere tradotte in un'apparecchiatura elettronica. La prima difficoltà che si incontra nella misura di uno stack di batterie è relativa al potenziale di modo comune che, in taluni casi, può essere di centinaia di volt. Nella seconda puntata abbiamo accennato ad alcune soluzioni circuitali che consentono di aggirare tale problema e, nel contempo, ottenere un isolamento galvanico fra il sistema di misura e la serie di batterie. Una separazione pressoché perfetta fra il nostro apparato e l'impianto non è un "optional" opinabile ma, viceversa, un elemento di sicurezza imprescindibile ed il nostro progetto ne deve tener conto. Tra l'altro, la mancanza di un isolamento comporterebbe la comparsa di correnti di dispersione verso la terra dell'impianto (sempre in agguato, come fiere...) che, sovrapposte alle tensioni in misura, influirebbero sulla precisione di quest'ultima. Come accennato nella seconda puntata, nella nostra applicazione è stata scelta la soluzione di isolare il front-end del nostro sistema di misura a mezzo relè. La commutazione di quest'ultimo consente ad una capacità, precedentemente caricata dalla tensione di batteria, di attestarsi su un partitore per essere poi inviata al convertitore A/D. Anche nel caso di guasti irreversibili e gravi al sistema (driver relè in corto circuito, relè con contatti "incollati", ecc.) l'isolamento sarà comunque garantito e nessun potenziale di nessuna batteria potrà mai andare in contenzione con altri potenziali di elementi diversi. Mi sia consentito di sottolineare che questa è una condizione di sicurezza notevole. In figura 1 troviamo schematizzato quanto esposto.

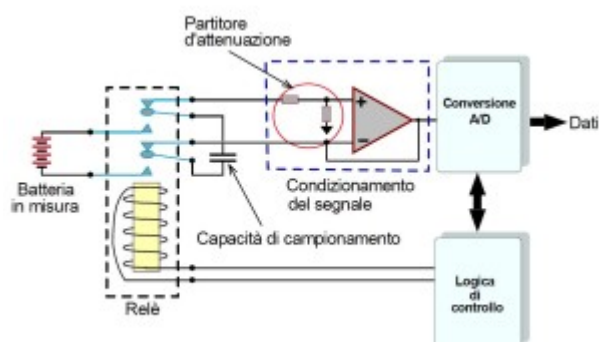



Figura 1: Sistema di misura a mezzo relè e capacità

Naturalmente questa soluzione implica una misura effettuata in regime di scarica capacitiva, ovvero che si decrementa nel tempo. Tuttavia, essendo nota la funzione che descrive la scarica di una capacità su un carico resistivo, il firmware può correggerne la differenza. L'elemento resistivo

accennato, come i più avranno intuito, è rappresentato dalla serie dei due elementi del partitore d'ingresso. Esso è posto a monte dello stadio separatore (vedi sempre figura 1) ed ha l'intuibile funzione di rendere la tensione di misura adatta ai potenziali del circuito. In effetti la configurazione mostrata, con un po' di fantasia, potrebbe essere assimilata ad un circuito sample-and-hold in cui il condensatore ha la funzione di memoria analogica mentre la parte "hold" non è implementata. Date le alte velocità di conversione, come accennato prima, si è ritenuto opportuno effettuare la conversione "correggendo" il risultato ottenuto con il fattore di scarica capacitiva, questo ha permesso di semplificare l'hardware del front-end. Osservando la figura 2 possiamo comprendere meglio ciò che avviene.

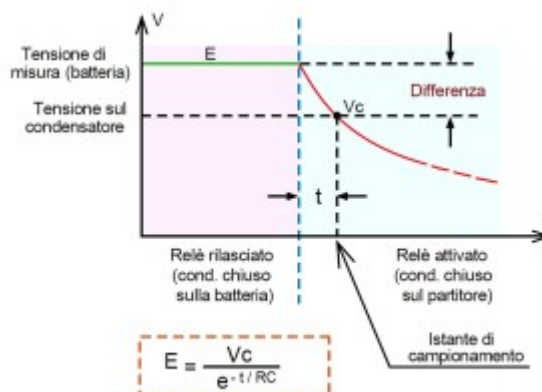



Figura 2: Funzione di carica e scarica del condensatore di memoria analogica

Nella fase iniziale, quando il relè è rilasciato, la capacità si carica alla tensione di batteria (andamento del grafico di colore verde). In figura 2, per motivi di semplicità descrittiva e perché le costanti di tempo sono molto piccole (la carica del condensatore avviene in poco meno di un millisecondo) mostriamo soltanto la tensione finale, ovvero la tensione reale dell'accumulatore. Al momento della misura, il relè si chiude sul partitore d'ingresso e la capacità comincia a scaricarsi (andamento del grafico di colore rosso). Dopo un certo tempo avviene il campionamento, ovvero il convertitore A/D trasforma il valore della tensione in un numero binario a 10 bits. Anche se parrebbe logico effettuare questa operazione subito dopo l'istante di commutazione noi faremmo passare una manciata di millisecondi prima di attivare il convertitore A/D. Questa precauzione evita imprecisioni dovute al tempo di assestamento dei contatti mobili del relè che, nei primissimi istanti successivi alla commutazione, non offrono una resistenza di contatto nulla. Questa incertezza si traduce, all'atto pratico, in una imprevedibile imprecisione, in quanto spike e rumore si sovrappongono alla tensione di misura. Una volta che i contatti si sono assestati è possibile procedere ma – in elettronica c'è sempre un "ma"! – dovremmo tenere conto del tempo trascorso ai fini dell'accuratezza della misura. In particolare, il firmware elaborerà la correzione della tensione convertita (sempre inferiore alla reale tensione di batteria) applicando la formula riportata nel riquadro di figura 2. Effettuare una misura ai capi di una capacità, tra l'altro, ci svincola da eventuali problemi di rumore e segnali indesiderati, sempre presenti in un impianto. Inoltre, eventuali sovratensioni sono riportate al circuito con una potenza irrisoria (quella immagazzinata dalla capacità) e quindi possono essere filtrate senza che arrechino danni al front-end. Tutto perfetto quindi? No, anche questo sistema di misura è soggetto a qualche limitazione. Vediamo di elencarle:

1. Il relè è un elemento soggetto ad usura nel tempo, e questo in misura maggiore rispetto ad altri componenti elettronici.
   1. La velocità di aggiornamento delle misure è, per forza di cose, limitata.
   2. Il sistema non è del tutto silenzioso, durante il funzionamento si ode il ticchettio dei relè.

Nella descrizione del firmware vedremo meglio come è stata affrontata la problematica 1) mentre,

per la 2) e la 3)… C'è poco da fare! Scherzi a parte, una velocità di aggiornamento bassa non è una grave limitazione considerando l'impiego del dispositivo. Del resto, l'utente, anche sapendo in "real time" lo stato di un accumulatore, ben poco potrebbe fare, dovendo comunque programmare l'intervento di manutenzione. Infatti, quest'ultimo non potrebbe essere eseguito all'istante per svariati motivi. La silenziosità di funzionamento è invece garantita se la scheda risiede in un involucro di appropriato spessore. Comunque, i convertitori statici presenti nel sistema energetico, spesso hanno rumorosità decisamente meno contenute e, oserei dire, più fastidiose.

Uno sguardo d'assieme al sistema completo

Come accennato, il sistema di monitoring si compone di due unità distinte. Il MASTER e lo SLAVE. L'unità che sarà installata nelle immediate adiacenze della serie di accumulatori è per l'appunto il MASTER. Lo SLAVE potrà risiedere altrove, magari vicino al nostro sguardo o in un locale più accessibile. Il compito del MASTER, che sarà tele-alimentato dall'altra unità, è quello di acquisire i potenziali delle batterie di misura e "spedirli", sotto forma di dati, all'unità SLAVE. Quest'ultima unità dovrà poi visualizzare i dati ricevuti ed eventualmente gestire eventuali allarmi (vedremo poi quali) in determinate condizioni. L'impostazione iniziale del sistema sarà fatta dall'utente sull'unità SLAVE per mezzo di una semplicissima tastiera. Ed ora vediamo più in dettaglio le caratteristiche tecniche del nostro sistema di misura:

- Numero di accumulatori al piombo misurabili: ……………… da 1 a 16 (aventi

tensione di targa pari a 12 V)

- Isolamento fra ingressi e sistema di misura: …………………..1000 MΩ (a 500 VDC)
- Portata per ogni singolo canale di misura: ………………………. da 0,0 a 18,0 V
- Misura della tensione serie totale: ……………………………. Presente
- Visualizzazione del confronto con la misura precedente: …. Presente
- Massimo errore di misura: …………………………………….. ± 0,1 V
- Temperatura d'esercizio: ……………………………………….. da 0° a +50°
- Allarme su basse tensioni di misura: …………………………. Impostabile dall'utente

su 16 livelli (a passi di 0,2 V)

- Uscita d'allarme: ……………………………………………….. Contatto NA isolato
- Protezione da sovratensioni: …………………………………. Presente, attiva per

tensioni superiori a

24,4 V non impulsive

- Protezione da inversioni di polarità su ingressi misura: ……… Presente
- Allarme per malfunzionamenti dei relè di misura: …………. Presente
- Tempo massimo di aggiornamento misura (per 12 batt.): ….. 8,8 secondi circa
- Protocollo di interconnessione: ………………………………. RS232 a 2400 bit/sec
- Distanza massima fra unità MASTER e unità SLAVE: …….. 15 metri circa
- Controllo errori di trasmissione: ………………………………. Presente
- Test di collaudo/verifica guidato da terminale: ………………. Presente

Sono caratteristiche di tutto rispetto, in special modo nei confronti della sicurezza di funzionamento e la presenza di eventuali problemi sull'impianto (sovratensioni, errori di collegamento, ecc.). Qualcuno potrà obiettare l'uso di una connessione dati improntata su un protocollo un po' "vintage", qual è l'RS232. Tuttavia, essendo questi un protocollo non bilanciato richiede 2 connessioni in meno, rispetto ad altre scelte – magari più "a la page" – con uscita simmetrica. Infatti il filo di alimentazione negativa, ovvero la massa del sistema, ed il ritorno della connessione dati nel nostro caso sono comuni. La distanza massima di collegamento è limitata a 15 metri, sebbene nelle prove fatte, alla modesta velocità scelta, sono stati raggiunti facilmente 18 metri. Questa tuttavia non mi pare una grave limitazione in quanto, di solito, specialmente nelle abitazioni della gente comune come me, non vi sono grandi distanze fra locali, anche non contigui. E' previsto un allarme nel caso la tensione su uno dei canali di misura scenda sotto un certo livello, la soglia d'intervento di quest'ultima è impostabile con ampia scelta. L'utente, se proprio lo desidera, potrà utilizzare questa funzione inviando un segnale di allerta anche a mezzo telefono GSM (utilizzando un apposito modulo). In tal modo possiamo estendere infinitamente (o quasi) la portata del nostro dispositivo. E' il momento di presentare lo schema a blocchi dell'intero sistema. Esso è visibile in figura 3.

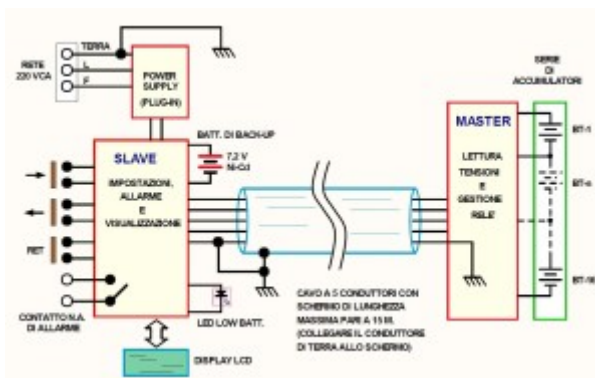



Figura 3: Schema a blocchi del sistema completo

Lo schema di connessione dettagliato fra MASTER e SLAVE sarà presentato, invece, nell'ultima puntata. Entrambe le unità hanno il proprio "core" costituito da un microcontrollore, quest'ultimo scelto in base alle prerogative della scheda stessa. In particolare, sull'unità MASTER è stato privilegiato il numero di porte di I/O in modo da interconnettere direttamente i drive dei relè ai pin di output del microcontrollore. In questo modo si evita di interporre decodifiche fra il drive relè ed il microcontrollore stesso. La conversione A/D avviene all'interno del microcontrollore sfruttando, in tal modo, le caratteristiche di cui sono dotati questi chips. Sull'unità SLAVE, d'altro canto, abbiamo scelto un microcontrollore con una buona dose di memoria perché le funzioni da svolgere sono molte e talune anche complesse. A proposito dell'unità MASTER (trattata in questa puntata) c'è da dire che l'utente può "modulare" la difficoltà costruttiva in base alle esigenze del proprio impianto. In altri termini, perché costruire una scheda calibrata per 16 ingressi (e quindi montare 16 relè, ecc.) quando nell'impianto, ad esempio, vi sono solo 12 batterie? La tabella 1 ci fornirà un utile indicazione sui componenti da togliere in base al numero di accumulatori presenti nell'impianto.

N° batterie	Componenti da eliminare					Tipologia del connettore CN2
	I.C.	Resistori	Gruppi	Diodi	Transistor	
1	U10	Da R26 a R55, da R58 a R62	Da RYC2 a RYC16	D12	Q5, Q6	2 poli
2	U10	Da R28 a R55, da R58 a R62	Da RYC3 a RYC16	D12	Q5, Q6	3 poli
3	U10	Da R30 a R55, da R58 a R62	Da RYC3 a RYC16	D12	Q5, Q6	4 poli
4	U10	Da R32 a R55, da R58 a R62	Da RYC4 a RYC16	D12	Q5, Q6	5 poli
5	U10	Da R34 a R55, da R58 a R62	Da RYC5 a RYC16	D12	Q5, Q6	6 poli
6	U10	Da R36 a R55, da R58 a R62	Da RYC6 a RYC16	D12	Q5, Q6	7 poli
7	U10	Da R38 a R55, da R58 a R62	Da RYC7 a RYC16	D12	Q5, Q6	8 poli
8	U10	Da R40 a R55, da R58 a R62	Da RYC8 a RYC16	D12	Q5, Q6	9 poli
9	-	Da R42 a R55	Da RYC9 a RYC16	-	-	10 poli
10	-	Da R44 a R55	Da RYC10 a RYC16	-	-	11 poli
11	-	Da R46 a R55	Da RYC11 a RYC16	-	-	12 poli
12	-	Da R48 a R55	Da RYC12 a RYC16	-	-	13 poli
13	-	Da R50 a R55	Da RYC13 a RYC16	-	-	14 poli
14	-	Da R52 a R55	Da RYC14 a RYC16	-	-	15 poli
15	-	Da R54 a R55	RYC16	-	-	16 poli
16	Schema integrale (nessun componente va eliminato)					17 poli

Tabella 1: Componenti da eliminare in funzione degli ingressi di misura

Il firmware, al momento dell'impostazione dei dati da parte dell'utente, si prenderà cura di memorizzare l'esatto numero di batterie (leggi anche "ingressi di misura") presenti. L'utente però dovrà fare molta attenzione ad impostare il reale numero di ingressi poiché il programma non può "indovinare" quanti componenti sono montati sulla scheda MASTER. Un errore in tal senso attiverebbe la condizione di allarme per bassa tensione di batteria, questo accadrebbe non appena un ingresso inesistente sarebbe letto dal convertitore A/D. Lo schema a blocchi dettagliato dell'unità MASTER è visibile in figura 4.

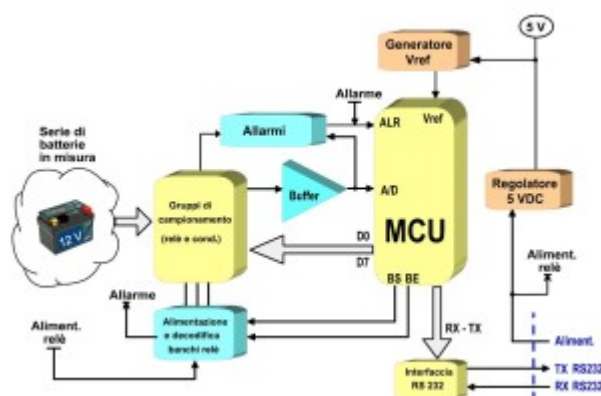



Figura 4: Schema a blocchi della scheda MASTER

Descrizione dello schema elettrico dell'unità MASTER

A questo punto possiamo vedere in dettaglio le soluzioni circuitali adottate, prima però diamo un'occhiata allo schema elettrico. Esso, per semplicità, è diviso in 3 parti.

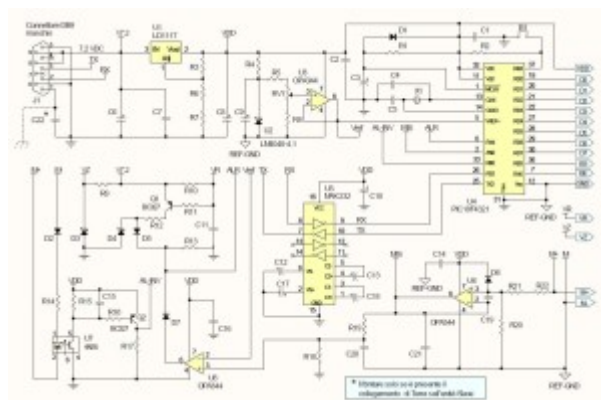



Figura 5: Schema elettrico sezione “Controller, protezioni e misure”

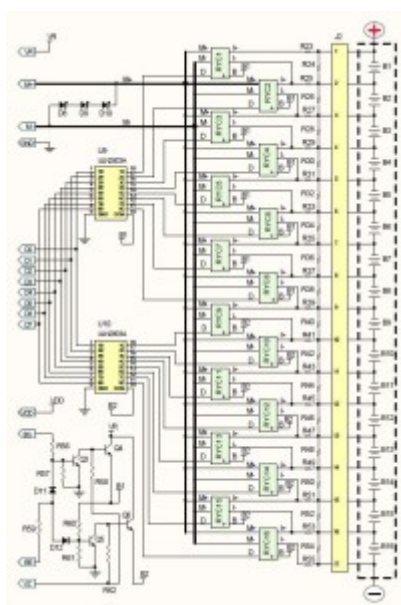



Figura 6: Schema elettrico sezione “Relè e decodifica”

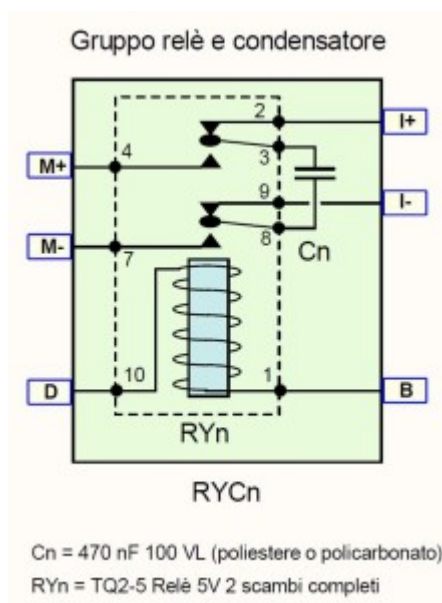



Figura 7: Schema elettrico “Gruppo relè e condensatore”

Gli schemi di figura 5 e di figura 6, essendo relativi allo stesso circuito, hanno il part list unico mentre, per lo schema di figura 7, il part list, presente nella stessa figura, non comprende le

quantità poiché, come accennato, il lettore può costruire una scheda avente un numero di ingressi di misura congruo con le batterie dell'impianto. Nello schema di figura 6, il gruppo relè e capacità di ogni canale è stato semplificato in un box che viene poi dettagliato nella figura 7. La piedinatura riportata in quest'ultimo schema elettrico è quella del relè, si faccia attenzione alla disposizione del condensatore che, come è evidente, è collegato fra i due contatti mobili del relè. Osservando lo schema di figura 5, si nota immediatamente il "core pensante" ovvero un microcontrollore PIC18F4321, disposto con reset di tipo RC e clock fornito da un quarzo a 4 MHz. Disporre di un reset di questo tipo, a prezzo di qualche componente aggiuntivo, ci svincola da eventuali problemi derivanti da fonti di alimentazione aventi tempi di salita non propriamente rapidi (ad esempio: alimentatori dotati di soft-start). In questo caso, il reset implementato nel microcontrollore avrebbe problemi a svolgere il suo ruolo. La MCU è stata scelta in base a considerazioni di economia, capacità di I/O, reperibilità e facilità di montaggio. Infatti, la sua piedinatura è di tipo dual-in-line e questo può facilitare coloro che vorranno costruire un prototipo con un PCB "fatto in casa" o su piastre per montaggi sperimentali. Per migliorare la precisione del convertitore A/D (a 10 bits) contenuto nella stessa MCU, si è fatto uso di una sorgente di riferimento esterna, a 4,10 V, avente una buona precisione e stabilità. Si tratta di un regolatore di tipo "shunt" (LM4040-4.1), nello schema elettrico di figura 5 è denominato U2. Esso è seguito da un buffer (inseguitore con OP-AMP) che ha due compiti ben precisi: abbassare l'impedenza della tensione di riferimento e fornire una tensione regolata con precisione sul valore scelto, ovvero 3,40 VDC. Questa regolazione andrà fatta con il trimmer multigiri RV1 fidando nella lettura di un buon multimetro digitale. In effetti, quella descritta è l'unica operazione di taratura prevista e andrà fatta, con un poco di pazienza, misurando la tensione di riferimento tra il pin 5 (positivo) ed il pin 31 o 12 del microcontrollore. Prima di procedere alla regolazione, sarà opportuno lasciare la scheda accesa per 10 minuti in modo da raggiungere un certo equilibrio termico. Inoltre, ai fini di una maggiore accuratezza, la taratura dovrebbe essere effettuata nello stesso ambiente ove poi la scheda opererà. In questo modo ci garantiremo da eventuali sbalzi di temperatura che potrebbero influire sulla tensione di riferimento. Così, ad esempio, se la scheda opererà in un solaio dove la temperatura ha un'escursione da 12 a 18 gradi è sconsigliabile effettuare la taratura di RV1 nel tinello ove si ha una temperatura quasi costante di 22 gradi. Esaurito l'argomento taratura procediamo con l'analisi dello schema passando alla sezione alimentatrice. Essa è servita da un regolatore di tipo LDO (low drop out – a bassa caduta di tensione interna) ovvero un economico LD1117 (U1), esso ha il compito di portare la tensione fornita in ingresso (da remoto, ovvero dall'unità SLAVE) a 5 VDC, questa sarà la tensione di alimentazione per la MCU, interfacce e OP-AMP. L'uso di un regolatore a basso drop-out si è reso necessario poiché la batteria di backup del sistema ha una tensione nominale pari a 7,2 VDC (6 elementi al Ni-Cd da 1,2 V posti in serie). Con un regolatore di tipo tradizionale, ad esempio il popolare LM7805, non avremmo avuto un margine di sicurezza operativa sufficiente dal momento che la batteria tende inevitabilmente a scaricarsi. Vero è che avremmo potuto aumentare la tensione di batteria, magari portandola a 8,4 V (7 elementi Ni-Cd in serie) e recuperare in tal modo il margine. In questo caso, però, sarebbe aumentata la dissipazione di calore del regolatore a regime normale, fatto non desiderabile data la vocazione "ambientalista" di tutto il progetto. Abbiamo accennato alle numerose protezioni della nostra applicazione, adesso possiamo analizzarle da un punto vista più propriamente elettronico. Ribadisco che la prima protezione è intrinseca al progetto. Nessun ingresso di misura, neppure per un limitatissimo istante, è a contatto ohmico con le batterie dell'impianto. Questo significa essere protetti in assoluto da scariche elettriche, sovratensioni di vario tipo, correnti alternate indotte e quant'altro può circolare in un impianto energetico. Tuttavia, un errore di collegamento allo stack di batterie può essere umano… In questo caso, niente affatto improbabile, abbiamo previsto un circuito che "dice" al microcontrollore se, su un qualsiasi ingresso di misura, la polarità della batteria applicata è stata invertita. Infatti, anche un condensatore caricato a polarità invertita possiede una riserva energetica capace di innescare, seppure per una manciata di microsecondi, un foto-accoppiatore, nel nostro caso U7. Tra l'altro c'è da osservare che la tensione inversa, a causa della presenza dei diodi di protezione D8, D9 e D10, non potrà mai

superare -2,5 V circa ai capi del bus di misura (disegnato con linee in neretto nello schema di figura 6) . Durante il funzionamento con giusta polarità, il diodo D2 eviterà che elevate tensioni inverse giungano al foto-accoppiatore, che non sopporterebbe elevati potenziali. Il segnale prelevato sul lato “isolato” del foto-accoppiatore è poi passato allo stadio formato da Q2 e C15 che ha il compito di estendere temporalmente la durata dell’impulso (fino a 150 millisecondi circa) in modo che il firmware possa verificare, senza troppo “fiato in gola”, l’eventuale presenza dello stesso. In sostanza si tratta di uno stadio assimilabile ad un monostabile che non merita ulteriori commenti data la sua semplicità. Vi sono poi altre 2 protezioni che, per semplicità progettuale, sono state centralizzate sullo stesso pin del microntrollore (RA4), di loro parleremo più dettagliatamente in seguito.
Proseguiamo la nostra analisi seguendo il cammino che compie la tensione campionata. Osservando lo schema di figura 6, possiamo notare che tutti i gruppi relè-condensatore (vedi figura 7) fanno capo sul bus di misura che è comune. Ogni gruppo, quando il proprio relè è eccitato, porta la propria capacità di campionamento, per un tempo limitato e gestito dal firmware, ai capi di questo bus. Esso, come si noterà, ha la sua massa connessa alla massa del circuito d’ingresso. Il pilotaggio di ogni relè è effettuato tramite un buffer OCTAL, del tipo darlington OPEN-COLLECTOR, ovvero un ULN2803A. Questo chip, economico e collaudatissimo, si occuperà di rendere il dato in uscita dal microcontrollore (gli 8 bits della porta D) adatto al pilotaggio di una carico induttivo avente assorbimento di 40 mA, ovvero il relè usato nell’applicazione. Essendo il massimo numero degli ingressi pari a 16, occorreranno 2 chips e, al contempo, un sistema di decodifica che escluda l’attivazione contemporanea di due relè quando un’unica linea di pilotaggio è attiva. Infatti, con 2 banchi da 8 relè cadauno, ogni bit del bus di controllo agisce contemporaneamente su 2 ingressi di pilotaggio (vedi sempre figura 6). La sezione di decodifica, essendo i chips ULN2803A sprovvisti di un pin di enable (non si può avere tutto…), deve essere implementata a parte. Nel nostro caso, è servita dai transistors Q3 e Q4 (abilitazione del primo banco) e da Q5 e Q6 (abilitazione del secondo banco). La CPU dispone di 2 segnali di controllo, BS (bank select) e BE (bank enable) che provvedono, tramite opportune combinazioni visibili in tabella 2, ad abilitare il driver interessato in base alle esigenze del firmware. La tabella 2 chiarirà i concetti esposti da un punto di vista logico.

Bank enable (BE)	Bank select (BS)	Condizione
L	L	Banco 1 (relè da 1 a 8) abilitato
L	H	Banco 2 (relè da 9 a 16) abilitato
H	Indifferente	Nessun banco abilitato

tabella 2

Osservando lo schema di figura 6, si può notare come Q4 e Q6 siano dei semplici regolatori serie che forniscono in uscita una tensione stabilita dal diodo ZENER D3 (presente nello schema di figura 5). Questa tensione, che sarà l’alimentazione dei nostri relè, non sarà mai presente contemporaneamente su entrambi i banchi. Tale condizione è ottenuta da Q3 e Q5 e dai diodi D11 e D12 che si occuperanno di gestire opportunamente i bit di decodifica forniti dal microcontrollore. Ricordo che un numero di ingressi (batterie) non superiore ad 8 potrà consentire una notevole semplificazione di questa sezione circuitale (vedi tabella 1). Torniamo adesso al percorso del segnale da misurare osservando lo schema di figura 5. Quando il relè porta il condensatore sul bus di misura, isolandolo al contempo dalla batteria presente all’ingresso selezionato, la capacità tenderà a scaricarsi sul partitore formato da R20, R21 ed R22. E’ questi un semplice attenuatore asimmetrico, ovvero il negativo del bus di misura è in comune con la massa del circuito, ad impedenza medio-alta. Esso ha il compito di dividere esattamente per 5 la tensione di campionamento. Infatti, potendo essere quest’ultima molto più alta della tensione di riferimento del nostro convertitore A/D, non sarebbe possibile immetterla direttamente nell’MCU. Per ottenere la massima precisione con resistori di valore commerciale, è stato necessario comporre il valore dell’elemento serie ricorrendo a due resistenze distinte (R21 ed R22). Naturalmente, così come specificato nel part list, tutti e 3 i resistori devono essere a strato metallico con tolleranza massima al 2%, non dimentichiamo che la

nostra applicazione è uno strumento di misura!. La tensione di campionamento, opportunamente divisa, si presenta all'ingresso del buffer rappresentato da U6, un OP-AMP tipo OPA344 (piedinatura tipo dual-in-line). E' questi un elemento con un grandissimo rapporto prezzo/prestazioni, reperibilissimo sul mercato, con una tensione di OFFSET molto bassa e, a fronte di queste sue prerogative, è usato nel nostro progetto anche in altre funzioni. Il diodo D6 ha il compito di eliminare eventuali sovratensioni d'ingresso aventi fronti di salita rapidissimi che, in virtù di ciò, sono "sfuggite" alle protezioni a monte. Il segnale di misura, raccolto all'uscita dell'operazionale su un'impedenza molto bassa e con livelli del tutto accettabili, può adesso tranquillamente presentarsi all'ingresso del convertitore A/D del microcontrollore. Contemporaneamente, esso si attesterà all'ingresso del partitore resistivo formato da R18 e R19. Quest'ultimo ha il compito di "avvicinare" la tensione di misura, opportunamente trattata dallo stadio composto da U6, alla tensione di riferimento dello stadio seguente: un comparatore con ingresso sul pin non invertente (nello schema di figura 5, U8). Per semplicità circuitale, la tensione di riferimento del comparatore è la stessa del convertitore A/D (3,40 Volt). Lo stadio equipaggiato con U8 ha il compito di rilevare eventuali extra-tensioni all'ingresso di misura che, se presenti dopo un certo tempo (abbastanza breve) dalla commutazione del relè, potrebbero danneggiare il circuito. Vediamo adesso come questa protezione agisce. Il segnale di misura uscente da U6, in caso di sovratensione, si eleverà sopra la soglia impostata sul comparatore portando l'uscita di quest'ultimo a livello alto. Il microcontrollore, campionando continuamente questa tensione sull'ingresso RA4, rileverà cambiamento di livello (da L ad H) e si porterà nella condizione di allarme. Da questo momento in poi, nessun ingresso potrà essere più commutato sul bus di misura e l'intero sistema cesserà di funzionare, fatte salve le indicazioni di stato presenti sul display. E' questa una scelta forse esagerata ma che, attivando un'imprescindibile condizione di sicurezza, eviterà possibili danni al circuito. Comunque, anche per sfuggire a falsi allarmi irreversibili, le sovratensioni sono trattate in base alla loro intensità e durata con un sistema di protezione a pericolosità crescente. Esso può essere meglio osservato graficamente in figura 8. Nella stessa, è possibile verificare anche i vari livelli di tensione presenti nella sezione circuitale spiegata sopra.

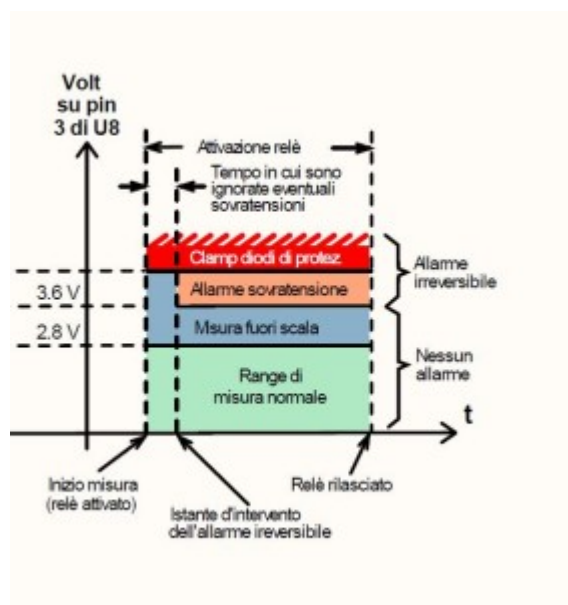



Figura 8: Livelli di protezione da sovratensione in ingresso

Osservando sempre la figura 8, possiamo notare come eventuali sovratensioni, per causare lo shut-down del sistema, devono anche superare un certo intervallo di tempo. In tal modo si escludono brevi transitori che non potrebbero arrecare danni al sistema di misura. Un'"ultima spiaggia" del sistema di protezione è rappresentata dai diodi presenti ai capi del bus di misura (zona rossa). Sono questi dei diodi ZENER (D8, D9 e D10 nello schema di figura 6) da 8,2 V 1 W posti in serie per una

tensione totale pari a 24,6 V. Questi taglieranno drasticamente la tensione in ingresso se questa raggiunge un livello superiore a 25 V circa. Essi sono posti in serie in modo da poter fornire ai loro capi un potenziale sufficiente ad azionare il foto-accoppiatore U7 che, in caso di applicazione di tensione inversa (e quindi di tensione diretta ai capi dei diodi sopra citati) deve portarsi in conduzione per rilevare la condizione intervenuta. Un'altra protezione, stavolta orientata a problemi di origine "interna", è rappresentata dallo stadio formato da Q1 ed R10. Esso si attiva non appena la corrente che scorre su R10 supera del 50% quella prevista per l'attivazione di un solo relè di misura, ovvero 30 mA circa. Il funzionamento è oltremodo semplice: ai capi di R10, in caso di attivazioni multiple di relè, la caduta di tensione sarà superiore a 0,7 V e questo manderà in saturazione Q1. Ciò porterà a 5 V la tensione ai capi di R13 permettendo alla CPU di rilevare l'evento. Vediamo adesso il perché della presenza di questo stadio. In condizioni di funzionamento normale, come già accennato, ad ogni attivazione deve corrispondere la commutazione di un solo relè. Supponiamo però che un guasto dei driver porti in eccitazione 2 o più relè. Questo un problema, lungi dal causare danni all'impianto, provocherebbe comunque grossolani errori di misura. Per evitare questa possibilità, difficilmente individuabile da parte dell'utente che comunque continuerebbe a ricevere dati plausibili, è stato previsto un allarme in caso di attivazione multipla. Quest'ultimo è centralizzato sulla stessa linea dell'allarme per sovratensione (pin RA4 del microcontrollore). Un semplice cenno all'interfaccia RS232 che è servita da un MAX 232 con relativi condensatori di supporto. Se il lettore prevede di superare, fra unità MASTER e SLAVE, distanze superiori ai 15 metri potrà risolvere implementando altri tipi di interfaccia. Ad esempio, potrà usarsi un protocollo fisico tipo RS422 con relativo chip di supporto. Questo protocollo non ha praticamente limitazioni di portata ma richiede 2 fili in più poiché l'uscita (e quindi il corrispondente ingresso) è differenziale e non ha il ritorno a massa. Tale imposizione richiederà una modifica ai connettori DB9 e l'utilizzo, nel collegamento MASTER – SLAVE, di 2 fili in più. D'altro canto, il firmware implementato è perfettamente trasparente rispetto al protocollo fisico usato ed i connettori hanno 2 pin liberi che possono essere proficuamente impiegati. Si tenga presente tuttavia che il test guidato, implementato nel firmware, per funzionare ha bisogno di un terminale (o PC in emulazione terminale) e che questi ben difficilmente prevede una connettività tipo RS422. Comunque il test è un accessorio in più, non strettamente necessario poiché è possibile il collaudo della scheda anche durante il normale funzionamento. Veda quindi il lettore se è il caso di modificare la sezione circuitale in base a proprie esigenze particolari. Il pin numero 1 del connettore J1 è collegato al conduttore di schermo eventualmente presente nel cavo che unisce le due schede. La connessione elettrica di terra è garantita dall'unità SLAVE, che, come vedremo, possiede una propria terminazione dedicata a questo scopo. Anche se in ambienti domestico-cittadini l'uso di un cavo provvisto di schermo può venire meno, ne consiglio vivamente la presenza in ambienti montani (causa fulmini, ecc.) ed in ambienti industriali (causa disturbi elettrici, scariche, ecc.). Il rivestimento di schermo sarà posto al potenziale di terra e si collegherà la massa del circuito solo per le tensioni AC. Infatti, per evitare eventuali danni da correnti circolanti sulla terra di protezione, l'unione con la massa del sistema di misura è fatta con una capacità (nella fattispecie C22) ad alta tensione di lavoro. Tale capacità, come del resto indicato nello schema elettrico, può venire meno nel caso si usi un cavo senza schermo.

Realizzazione della scheda MASTER

Nella costruzione della scheda dovremmo prendere alcune precauzioni poiché, lo ribadisco, trattasi di uno strumento di misura che effettua una conversione A/D e contiene parti digitali (CPU) e parti analogiche (vari OP-AMP, transistor, ecc.). Mi scusino i lettori più smaliziati se toccherò argomenti per loro banali ma che, per il lettore meno esperto, possono esserlo molto meno. Iniziamo con i condensatori di SHUNT posti in parallelo sull'alimentazione. Essi, semplicemente, devono essere il più possibile vicino al chip interessato. Quindi C1 nei pressi della CPU, C2 vicino a U3, C14 vicino a

U6 e C16 vicino ad U8. Anche C10 andrà posizionato molto vicino a U5. Per quanto riguarda C19, consiglio il montaggio direttamente sui pin 2 e 3 dell'OP-AMP U6. L'aggettivo "vicino" non deve essere interpretato in modo personale. Nel nostro caso significa che i collegamenti, in special modo quello di massa, non devono essere più lunghi di 5 – 6 mm. Gli OPA344 sono chips molto stabili tuttavia, in taluni casi, possono auto-oscillare se la capacità di SHUNT è troppo lontana dai pin di alimentazione. Un altro aspetto molto importante riguarda i collegamenti di massa fra le varie sezioni circuitali. La regola è molto semplice: la massa analogica e quella digitale devono unirsi in un solo punto, più vicino possibile all'A/D converter. Visto che quest'ultimo è "embedded" nel microcontrollore, meglio se questo collegamento avviene, per l'appunto, molto vicino alla CPU. Negli schemi elettrici la massa analogica del circuito di misura è contrassegnata, per una migliore chiarezza, con un simbolo diverso. Si noti che anche la sezione generatrice della tensione di riferimento ha questo tipo di massa. Evitare di disporre U2 vicino a sorgenti di calore come, ad esempio, U1. Questi potrebbe richiedere un piccolo dissipatore se la tensione fornita dall'alimentatore generale è vicina al suo limite massimo (ma di questo parleremo meglio la prossima puntata, quando sarà descritta la scheda SLAVE). Sarà opportuno disporre tutti i relè su uno zoccolo a 10 pin, questa precauzione migliorerà la manutenzione e non aggraverà né costi e né spazi orizzontali. In caso la scheda fosse montata su autoveicoli o natanti, quindi soggetta a vibrazioni continue e intense, i relè dovranno essere fissati con l'ausilio di una sbarretta di plastica dura, in alternativa di metallo (vedi il disegno in sezione su figura 9). Sono comunque possibili altre soluzioni che conducano ad analoghi risultati.

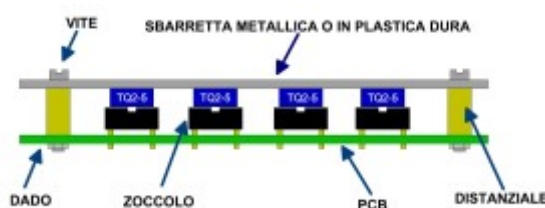



Figura 9: Soluzione di fissaggio per relè (da usarsi solo in caso d'impiego su mezzi mobili)

Sui componenti usati non vi è molto da dire, eccetto per i relè ed i condensatori di campionamento. Il relè scelto è uno dei più economici e "performanti" attualmente sul mercato. Se il lettore vuole sostituirlo deve tenere presente i seguenti parametri (fra parentesi i valori previsti nella nostra applicazione):

1. Tensione di lavoro (attuale: 5V).
2. Corrente di lavoro (attuale: 40 mA circa).
3. Aspettativa di vita operativa (attuale: 100 milioni di commutazioni a 180 colpi al minuto).
4. Isolamento fra contatti (attuale: 1000 MΩ a 500 VRMS).
5. Piedinatura adatta a montaggio su zoccolo.
6. Minima corrente di commutazione. (attuale: 10 µA)
7. Tempo di set-up in commutazione di chiusura (attuale: 3 ms).

Riguardo al punto 1) c'è poco da fare, l'alimentazione del relè deve essere a 5 VDC. Sul punto 2) è invece possibile una deroga, a patto di non superare i 60 mA. In questo caso dobbiamo tenere presente che l'allarme per attivazioni multiple, come già spiegato, è innescato dalla corrente che scorre in R10 (vedi lo schema di figura 5). Sostituendo il tipo di relè con uno a maggior assorbimento rischieremo, quindi, di far entrare in funzione l'allarme anche con attivazioni regolari. Niente paura, per evitare questo inconveniente è sufficiente sostituire R10 tenendo presente la relazione:

R10 = (0,68 / corrente relè) x 0,65

In cui il termine “0,68” è la tensione di base sufficiente a portare in saturazione Q1 e 0,65 è il parametro che ci permette di evitare quest’ultima condizione quando l’attivazione è singola. Se la formula ci restituisce valori non commerciali, data la precisione richiesta, dovremmo comporre il valore totale ricorrendo a serie e paralleli di più resistori. Il parametro 3) non dovrebbe scendere troppo, in questo modo eviteremo di ricorrere a troppe manutenzioni dell’unità SLAVE. Anche la voce 4) potrebbe derogare da quanto descritto, diciamo che un isolamento anche del 50% inferiore non comprometterebbe nulla. Al punto 5) sarei irremovibile, la sostituzione di un relè non deve imporci l’uso del saldatore! La minima corrente di commutazione, citata alla nota 6), va intesa come la più piccola corrente che può transitare sui contatti senza dar luogo ad incertezze di commutazione. Infatti, una corrente troppo debole, non “autopulisce” le pasticche puntiformi situate sulle ancore dei contati mobili, e questo può incrementare le resistenze di contatto. Tornando a noi, sarebbe opportuno non aumentare questa corrente oltre 12 µA L’ultima voce, ovvero la 7), richiede un minimo di spiegazione. Il set-up time in chiusura è il tempo massimo, previsto dal costruttore, in cui i contatti del relè, dopo che meccanicamente sono entrati in accoppiamento elettrico, ci restituiscono una resistenza trascurabile e sicura. Ovvero, tutte le incertezze ed i “rumori” di commutazione sono già stati lasciati dietro ed il relè si sta comportando come un interruttore ideale (o quasi…). Questo tempo è impostato nel firmware in modo più che abbondante: 5 volte tanto il massimo previsto. In effetti, durante le prove pratiche, si è notato che tempi vicini a quelli teorici restituivano misure a volte falsate. E’ possibile usare un relè con tempi di set-up maggiori ma si deve necessariamente sostituire il parametro contenuto nella costante denominata: TEMPO_ASSESTAMENTO_MISURA e contenuta nel file header denominato: master_standard.h. La relazione da usare, con i valori espressi in µs, è la seguente:

TEMPO_ASSESTAMENTO_MISURA = (tempo set-up x 5) – 2700

E’ comunque sconsigliabile usare relè con tempi di set-up superiori a 25 ms. Adesso veniamo ai condensatori di campionamento. Essi sono un po’ il cuore del nostro sistema e devono necessariamente essere costruiti con tecnologia in poliestere, meglio se in policarbonato. Il loro valore, determinante ai fini della misura, dovrebbe essere misurato e, se diverso dal 5% in più o meno del valore nominale, occorre scartare il componente. A tale scopo suggerisco di acquistare almeno il doppio dei condensatori necessari e poi, con l’aiuto di un multimetro in grado di misurare capacità (o magari di un ponte RLC…) selezionare tutti gli elementi con valori simili. L’alternativa potrebbe essere acquistare componenti a bassa tolleranza, sempre che il mercato e le nostre disponibilità economiche lo consentano… L’operazione di selezione suggerita può essere anche opinabile ma, nel caso, dovremmo mettere in conto una certa imprecisione di misura.

L’ambiente di sviluppo

Prima di esaminare più da vicino le caratteristiche del programma contenuto nel microcontrollore, sarà opportuno spendere qualche parola sull’ambiente di sviluppo usato per la generazione del firmware. Premetto che non è esattamente lo scopo di questo articolo entrare nel dettaglio di come possono essere organizzate e gestite le risorse di programmazione, rimando ad altre pagine più specializzate ed esaustive coloro che vorranno veramente approfondire l’argomento. Tuttavia, i lettori che vorranno modificare le funzionalità del programma, adattandolo alle loro esigenze o – perché no?– migliorandolo, troveranno in queste righe una traccia utile. Del resto, per usare il sistema così com’è, è sufficiente immettere nel microcontrollore il file .HEX usando un qualsiasi programmatore, anche auto-costruito. Il nostro codice sorgente è stato elaborato in C nel “dialetto” CCS. Essendo molte le funzioni non-standard fornite da questo ambiente di programmazione, per intervenire sul codice sorgente è necessaria disporre di quest’ultimo (noi abbiamo usato il PIC–C compiler per PIC18xx versione 4) e di un In-Circuit-Debugger, meglio conosciuto come ICD. Il nostro

ICD è l'ottimo PICKIT 3, un prodotto che ha un altissimo rapporto prestazioni/prezzo e consente l'emulazione in real-time del programma, funzionalità di debug aggiuntive e la programmazione del nostro PIC. Essendo il PICKIT 3 un prodotto della MICROCHIP, esso andrà usato nell'ambiente di sviluppo MPLAB (chiamato semplicemente IDE) con versione superiore o uguale alla 8. L'MPLAB, disponibile gratuitamente sul sito ufficiale MICROCHIP, è in grado di interagire benissimo con il compilatore PIC-C della CCS inc. (Custom Computer Services Inc.) creando, è il caso di dirlo, un ambiente di sviluppo economico, semplice e potente allo stesso tempo. La figura 10 darà una visione schematica di quanto fin qui esposto, lasciando al lettore l'onere di entrare nel dettaglio dei collegamenti e delle impostazioni, poiché questi ultimi, come accennavo, esulano dallo scopo di queste pagine.

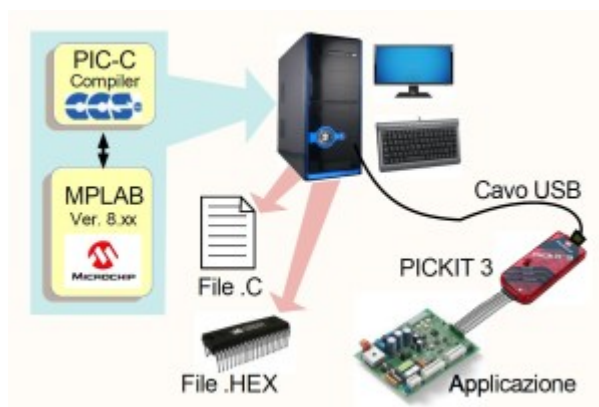



Figura 10: L'ambiente di sviluppo usato per l'applicazione

La programmazione-debug del microcontrollore può essere fatta direttamente sulla scheda MASTER prevedendo, all'uopo, un piccolo connettore di adattamento. Infatti, i pin RB6 ed RB7, oltre a svolgere le normali funzioni di I/O, sono dedicati per l'appunto a funzioni di debug-programmazione. In particolare, RB6 svolge le funzioni di CLOCK (PGC) ed RB7 si occupa del transito dei dati (PGD). Questi 2 pin, per semplicità, non sono riportati nello schema di figura 5. Nella nostra applicazione questi pin sono lasciati liberi da ogni altra funzione hardware e possono così essere usati, insieme al pin di RESET, per le funzionalità sopra accennate. Nella tabella 3 è possibile avere un'idea delle funzioni dei vari pin del microcontrollore con qualche nota aggiuntiva che, sia detto per inciso, non guasta mai.

Piedinatura e funzioni del microcontrollore PIC 18F4221 (40 pin)					
NUMERO PIN	NOME PIN	DESCRIZIONE DELLA FUNZIONE	ANALOGICO O DIGITALE	INGRESSO O USCITA	NOTE FIRMWARE
1	MCLR	Reset tipo RC	-	-	Usato anche in prog./debug (vedi testo articolo)
2	AN0	Ingresso convertitore A/D	A	IN	Con riferimento negativo a GND
5	Vref+ (RA3)	Rif. esterno per convertitore A/D	A	IN	Tensione di riferimento a 2,40 V
6	RA4	Ingresso centralizzato per allarmi di attivazione multipla relè e sovratensione su ingressi misure	D	IN	H = allarme
7	RA5	Abilitazione banchi relè (BE)	D	OUT	H = entrambi i banchi non abilitati
11	Vdd	Alimentazione positiva (VDD)	-	-	
12	Vss	Alimentazione negativa (GND)	-	-	
13	CLKI (RA7)	Clock in	-	IN	Co quarzo a 4 MHz
14	CLKO (RA6)	Clock out	-	OUT	
19	RD0	Comando relè 1 e 9	D	OUT	4 bit LSB del bus di pilotaggio relè
20	RD1	Comando relè 2 e 10			
21	RD2	Comando relè 3 e 11			
22	RD3	Comando relè 4 e 12			
25	TX (RC6)	TX USART	D	IN	Ricezione e trasmissione per RS232
26	RX (RC7)	RX USART	D	IN	
27	RD4	Comando relè 5 e 13	D	OUT	4 bit MSB del bus di pilotaggio relè
28	RD5	Comando relè 6 e 14			
29	RD6	Comando relè 7 e 15			
30	RD7	Comando relè 8 e 16			
31	Vss	Alimentazione negativa (GND)	-	-	
32	Vdd	Alimentazione positiva (VDD)	-	-	
33	RB0	Allarme per inversione di polarità su ingressi misure	D	IN	H = allarme
36	RB3	Selezione del banco relè (BS)	D	OUT	L = banco da 1 a 8 abilitato, H = banco da 9 a 16 abilitato
37	RB4	Avvio test	D	IN	L = avvio modalità test (il pin è letto solo all'accensione)
39	PGC (RB6)	Usati per programmazione/debug in modalità "in-circuit", vedi schema elettrico di figura 11			
40	PGD (RB7)				

tabella 3

Nel caso le funzioni di sviluppo vengano svolte con il microcontrollore posto nel circuito, ed in tal caso si parlerà di programmazione-debug “in circuit”, dobbiamo tener conto del fatto che il pin di RESET della nostra scheda MASTER è collegato ad una rete RC. Tale condizione è conflittuale con l’uso del suddetto pin in fase di programmazione. Infatti, durante quest’ultima, si attesterà sul pin di RESET una tensione (chiamata Vpp) che non deve interessare altre parti del circuito. Occorrerà quindi separare, e questo avverrà solamente durante la fase di debug-programmazione, il pin di RESET dalla rete RC presente nel circuito. In questo modo la Vpp fornita dal PICKIT 3 “vedrà” solamente il pin del microcontrollore. Durante il funzionamento normale, il pin di RESET sarà invece collegato alla rete RC ed isolato dal dispositivo di programmazione. Questa funzione può essere risolta egregiamente da un dip-fix a 2 pin predisposto manualmente (vedi figura 11).

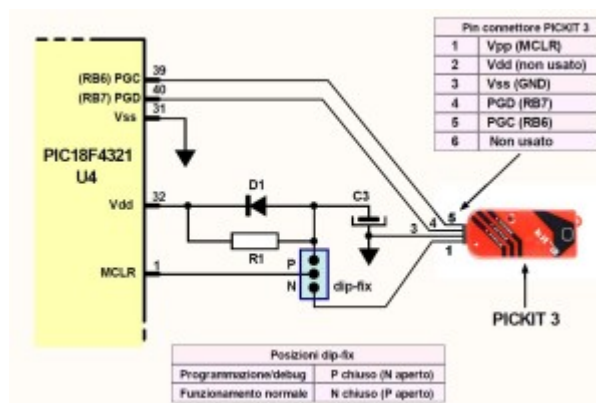



Figura 11: Collegamenti al microcontrollore per la programmazione-debug “in circuit”

Il firmware

Il compito del programma contenuto nel microcontrollore è quello di effettuare una serie di conversioni A/D, gestendo la commutazione dei vari canali con le necessarie temporizzazioni, rilevare la presenza di eventuali allarmi e, “dulcis in fundo”, l’invio e la ricezione dei dati verso l’unità SLAVE. Per comprendere meglio le funzioni principali del programma, sarà bene osservare la figura 12.

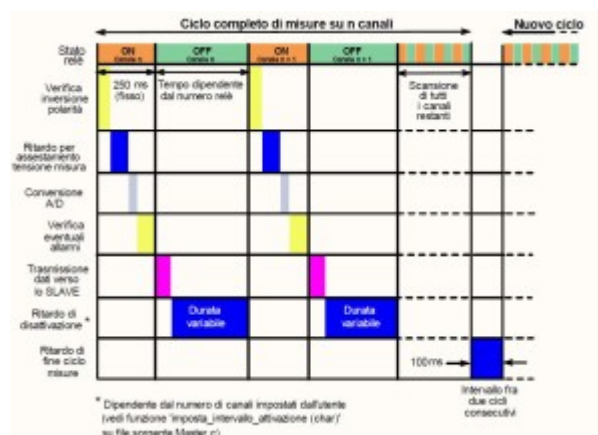



Figura 12: Sequenza temporale delle funzioni gestite dal firmware

In essa possiamo vedere l’attività del firmware, nell’ambito della misura di un canale, con le varie funzioni scandite in ordine di tempo. Dobbiamo tener conto, tuttavia, che la durata dei vari task non ha una scala temporale proporzionata e ciò per ovvie ragioni grafiche. Le operazioni mostrate in figura 12 saranno eseguite tante volte quant’è il numero dei canali impostati e, non appena la misura

sull'ultimo canale è stata effettuata, il programma ricomincerà la misura del primo. Questa transizione, come si nota dalla figura in oggetto, è preceduta da una breve pausa di 100 ms. La scansione completa di tutti i canali impostati è chiamata "ciclo" ed è questo il nome usato nei commenti del firmware. Il procedere dei cicli, può essere interrotto, una volta avviato, solo in 3 modalità:

- Con un allarme (causato da attivazione multipla relè, da inversione di polarità misura e da sovratensione d'ingresso).
- Togliendo tutte e due le alimentazioni alla scheda SLAVE.
- Interrompendo il collegamento tra MASTER e SLAVE.

All'inizio della nostra trattazione abbiamo accennato al fatto che il relè, inteso come componente a sè stante, ha una vita operativa dipendente dal numero di operazioni. Ne parlavamo come una possibile limitazione della nostra applicazione che ripone, nella commutazione dei vari relè, l'essenza del suo funzionamento. Con le considerazioni finora fatte ed osservando la figura 12, è facile concludere che il numero di attivazioni del relè di un canale dipende dal numero dei canali stessi. In particolare, aumentando il numero dei canali, le attivazioni nell'unità di tempo diminuiscono e, naturalmente, viceversa. Ne consegue che, essendo il numero delle batterie dell'impianto (leggi: canali di lettura) impostabile dall'utente in base a sue esigenze, un numero di ingressi troppo basso avrebbe costretto i nostri relè a… morte prematura! Per evitare questo inconveniente, si è deciso di rendere il ritardo definito in figura 12 come "ritardo di disattivazione", dipendente dal numero dei relè. Ovvero variabile a seconda delle batterie presenti nell'impianto. Durante l'intervallo di disattivazione, il relè non è alimentato e la capacità di campionamento è chiusa sui morsetti d'ingresso misura. Aumentando questo ritardo in funzione del numero dei relè, si riesce a mantenere una vita operativa degli stessi più che accettabile. In particolare, la tabella 4, fornirà dei dati più precisi dei concetti finora esposti.

Numero di relè (batterie impianto)	Numero di attivazioni al minuto per singolo relè	Perfomance senza guasti per un singolo relè (stimata in anni, vedi data-sheet)	Durata di un ciclo di lettura completo (in secondi)
1	15,8	6	3,8
2	13,7	7	4,3
3	11,8	8	4,6
4	10,8	9	5,3
5	9,8	10	5,7
6	9,3	11	6,4
7	9,2	11	6,8
8	8,5	12	7
9	7,5	13	7,5
10	6,8	14	8,8
11	6,1	15	9,7
12	6	16	10
13	5,4	17	11
14	5	18	11,8
15	4,8	20	12,5
16	4,4	21	13,5

tabella 4

Osservando la tabella 4, noteremo che nel caso limite di 16 ingressi di misura (ovvero 16 batterie) la performance teorica di un singolo relè è di ben 21 anni. Anche con un numero di batterie più limitato, supponiamo pari a 6 elementi in serie, ci troveremo davanti 11 anni di funzionamento esente da guasti. L'ultima colonna della tabella 4 riporta il tempo necessario per effettuare un ciclo completo di misure, sempre in funzione del numero degli ingressi. Nel caso di 16 batterie occorreranno circa 13,5 secondi prima che la misura, sullo stesso canale, sia "rinfrescata". Questa condizione vale anche per il dato relativo alla tensione ai capi della serie di batterie che, per ovvi motivi, è calcolata dall'unità SLAVE solo quando l'intero ciclo è completato. Esaurito l'argomento

relè, spendiamo qualche parola sul resto del programma. Non è possibile fornire un diagramma di flusso dettagliato perché occuperebbe troppo spazio, tuttavia, in figura 13, è visibile il diagramma a bolle che mostra gli stati più significativi delle fasi del programma contenuto nel firmware. Si noti che il diagramma prende particolarmente in considerazione l'interazione fra MASTER e SLAVE.

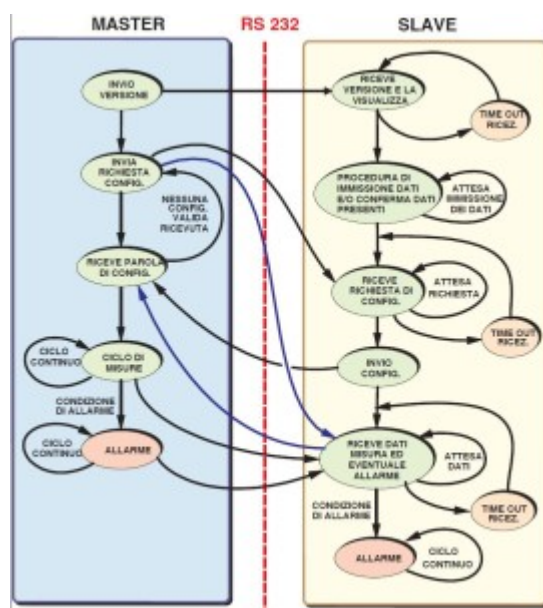



Figura 13: Diagramma a bolle delle fasi principali del sistema

Osservando la figura 13, noteremo che fra le due unità vi è uno scambio di dati, in particolare, dopo la fase iniziale, sarà il MASTER a fornire continuamente i dati delle misure allo SLAVE. Quest'ultimo, da parte sua, dovrà inviare un solo dato veramente significativo: il numero di canali, o se preferite batterie, di cui è composto l'impianto (processo "INVIO CONFIG."). Ciò avverrà dopo che l'utente ha immesso il numero di canali prescelto o confermato quello già presente nella memoria del sistema. Nella figura 13, i vettori di colore blu indicano la situazione di riallineamento delle unità. Questa condizione può accadere a seguito di una mancanza di connessione RS232 fra SLAVE e MASTER, dovuta, ad esempio, al fermo di quest'ultima unità per manutenzione. Infatti, il protocollo implementato permette anche il solo fermo dell'unità MASTER, senza che il sistema debba necessariamente essere riavviato. In questa eventualità, si interromperà il ciclo di misure in corso, e lo SLAVE visualizzerà sul display l'avviso di connessione mancante. Non appena il MASTER sarà riavviato le misure riprenderanno, si faccia attenzione a ciò, dalla batteria 1 (canale di misura 0). Un altro dato che l'unità SLAVE riporterà sul suo display all'accensione sarà la versione e l'edizione del firmware di entrambe le unità. Tale informazione potrà esserci utile in caso di elaborazioni del programma (vedi il listato sorgente Master.c). Come accennato, Il dialogo fra le 2 unità costituenti la nostra applicazione comporta l'uso di un protocollo. Per evitare di appesantire inutilmente il firmware, utilizzando protocolli già esistenti ma complessi da implementare, ne è stato creato uno ad hoc. Esso è molto semplice e funziona a livello di carattere. In altri termini, lo scambio dei dati è basato su caratteri ASCII ad 8 bit trasmessi alla velocità di 2400 bit/secondo in modalità SEMIDUPLEX. Un bit rate così basso non darà comunque problemi essendo i tempi di acquisizione misure forzatamente lunghi. L'uso di un protocollo siffatto consente, tra l'altro, la visualizzazione dei dati con un semplice terminale (o PC in emulazione). Nella figura 14 troviamo un esempio di questa interessante funzionalità.

Figura 14: Esempio di trasmissione dati dal MASTER visualizzati su terminale

Anche se non appare evidente dal diagramma a bolle di figura 13, molte istruzioni sono state dedicate alla verifica dei dati ricevuti, poiché è sempre possibile un errore di trasmissione, specie in ambienti molto "disturbati" elettricamente. Ogni stringa in ingresso subisce un controllo di congruità e, in caso negativo, il dato relativo non è visualizzato. In altri termini, per mantenere alta l'affidabilità dell'insieme, il firmware spenderà molte delle sue risorse nel controllo dell'integrità dei dati scambiati. Anche nel caso che l'invio continuo delle misure si fermasse per motivi imprecisati, lo SLAVE reagirà dopo un certo tempo (definito per l'appunto di time-out) segnalando la condizione di errore. Comunque, entreremo meglio nei dettagli del protocollo la prossima puntata, quando analizzeremo l'unità SLAVE.

Taratura e test dell'unità MASTER

E'stato accennato che il firmware consente un test guidato della scheda MASTER. Per accedere a questa modalità, molto comoda in fase di collaudo, è sufficiente collegare l'unità ad un terminale (o PC in emulazione) ed alla stessa sorgente di alimentazione che useremo per il sistema di misura. Quest'ultima dovrà essere un alimentatore di tipo "plug-in" con una tensione d'uscita compresa fra 10,5 e 12 ,5 VDC avente potenza non inferiore ad 8 W. Attenzione ad usare alimentatori non stabilizzati poiché, molto spesso, la tensione di targa non coincide con la tensione effettiva in uscita ma dipende dal carico che, nel nostro caso, può avere variazioni anche del 60% durante il funzionamento normale. L'ideale sarebbe un alimentatore tipo switching con uscita stabilizzata, veda comunque il lettore di fare un buon compromesso fra economia ed affidabilità. La figura 15 chiarirà ogni dubbio circa i collegamenti ed i componenti necessari per il test della scheda MASTER. Si tenga comunque presente che occorrerà costruire un piccolo circuito d'interfaccia (in figura 15 è evidenziato da un tratteggio rosso). Questo semplice adattatore, che a fronte di una semplice modifica è abbastanza simile a quello che useremo per il test dell'unità SLAVE, è composto da due connettori femmina DB9 (a 9 pin) e da qualche collegamento.

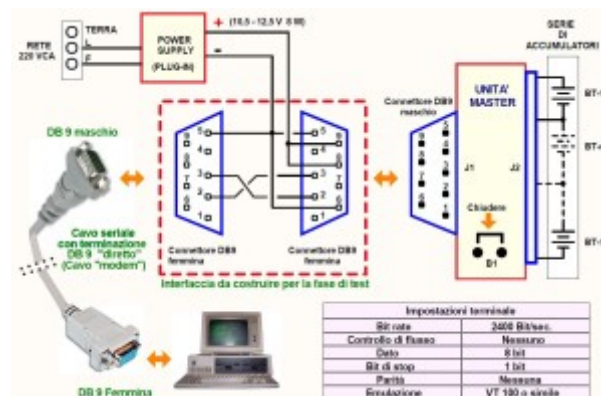



Figura 15: Connessioni per la fase di test

L'unità entrerà in fase di test se, al momento di fornire alimentazione, il ponticello B1 (vedi schema elettrico in figura 5) è chiuso. Questa operazione, se eseguita durante il funzionamento normale, non causerà alcunché. Durante il test, il terminale guiderà le operazioni dell'utente con scritte chiare che appariranno di volta in volta. Per questo motivo non mi dilungherò in tediose spiegazioni, tuttavia, ai fini della riuscita dell'operazione, sarà necessario provvedere ai seguenti punti:

- Procedere al test solo dopo la taratura del trimmer RV1 (vedi dettagli).
- Disporre di una sorgente di tensione precisa nel tempo, la cui d.d.p. (meglio se compresa fra 15 e 17 V) sia misurata e nota.

Il primo punto non merita commenti. Sul secondo mi sia consentito un chiarimento. Una tensione invariabile nel tempo e misurata con un preciso multimetro, ci permetterà di apprezzare la precisione del nostro strumento. Naturalmente essa sarà attestata su ogni su ogni ingresso di misura, uno alla volta. E' sconsigliabile utilizzare le batterie dell'impianto per la fase di collaudo: il loro potenziale potrebbe essere soggetto a variazioni nel tempo mettendo a dura prova la nostra pazienza!.

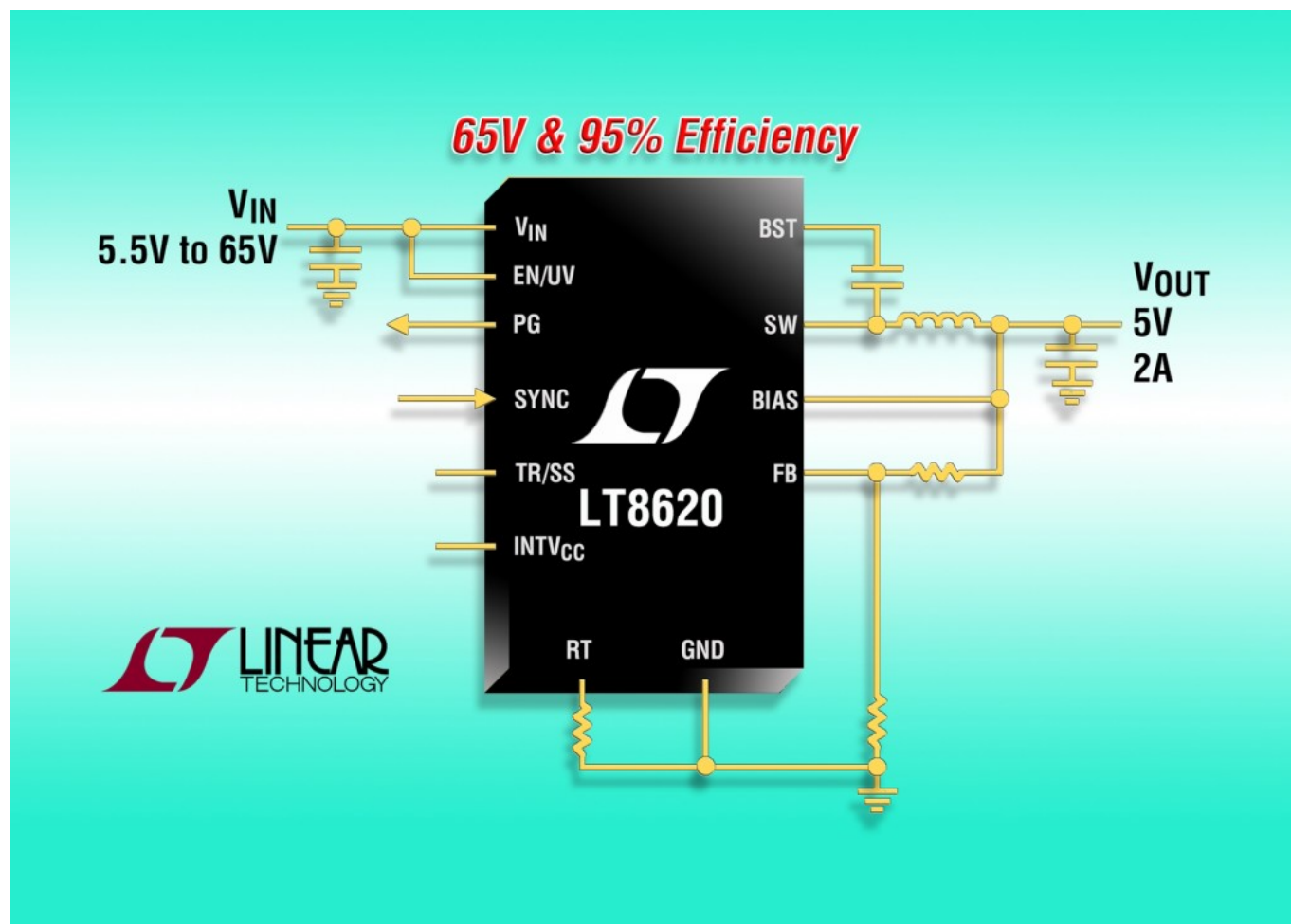
Conclusioni

Il lettore "digiuno" di programmazione su microcontrollori non deve spaventarsi di fronte ad un'apparente complessità: il firmware fornito è collaudato ed il tutto potrà funzionare senza cambiare una virgola del codice sorgente. Coloro che vorranno migliorare il programma modificandolo saranno invece facilitati, come accennavo, dalla notevole presenza di commenti e spiegazioni presenti nel listato. L'hardware non è complesso, esso è alla portata del costruttore medio. Non vi sono particolari difficoltà di montaggio, se non nelle dimensioni dell'eventuale PCB, ma solo nel caso il numero di batterie fosse superiore ad 8. In questa eventualità, meglio che il tutto alloggi su due schede separate, unite magari da una coppia di connettori (il nostro prototipo è stato montato in tal modo). La prossima puntata si occuperà della scheda SLAVE ed il "protocollino" di comunicazione verrà esaminato in dettaglio. Inoltre, essendo lo SLAVE un vero e proprio interfaccia utente, saranno affrontati tutti gli argomenti relativi all'impostazione dei dati ed alle informazioni visualizzate sul display LCD.

Downloads

Firmware scheda Master

Regolatore step-down sincrono da 65V e 2,2MHz

By Redazione | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

Linear Technology Corporation presenta l'LT8620, un regolatore di commutazione step-down sincrono da 2A con tensione di ingresso di 65V. Il raddrizzatore sincrono assicura un rendimento massimo del 95% mentre il funzionamento Burst Mode® mantiene la corrente di riposo al di sotto di 2,5µA in condizioni di standby senza carico. Il range di tensioni in ingresso, tra 3,4V e 65V, rende questo dispositivo ideale per le applicazioni industriali e del settore automotive (a batteria singola e doppia). Gli switch interni ad alto rendimento consentono di fornire una corrente continua di uscita fino a 2 A per tensioni di uscita di soli 0,97V. Dal momento che il funzionamento Burst Mode fornisce una bassissima corrente di riposo, l'LT8620 è ideale per applicazioni quali i sistemi automotive sempre attivi che richiedono una maggiore durata della batteria. Il design esclusivo dell'LT8620 mantiene la tensione di dropout a livelli minimi, soli 250mV (a 1A) in qualunque condizione, rendendo il dispositivo ideale per le applicazioni con avviamento a freddo, come quelle del settore automotive.

Un on-time minimo di soli 30ns permette inoltre una frequenza costante di 2MHz che passa da un ingresso a 16V a un'uscita a 1,5V, consentendo ai progettisti di ottimizzare l'efficienza del dispositivo, evitando al contempo bande di frequenza sensibili al rumore. La combinazione tra il package QFN di 3 x 5mm a 24 conduttori o MSOP-16E con funzionalità termiche avanzate e l'elevata frequenza di commutazione, consente di limitare le dimensioni degli induttori e dei condensatori

esterni, in modo da garantire un ingombro ridotto e assicurare al contempo elevate prestazioni termiche.

L'LT8620 utilizza switch di alimentazione interni (superiore e inferiore) ad alto rendimento,dotati di diodo di boost, oscillatore e circuito logico e di controllo integrati in un unico die. Il funzionamento Burst Mode con basso ripple fornisce un rendimento elevato a correnti di uscita ridotte, mantenendo il ripple di uscita al di sotto dei $10mV_{PK-PK}$. Grazie alle specialitecniche di progettazione e a un nuovo processo ad alta velocità, il rendimento rimane elevato in un ampio range di tensioni in ingresso, mentre la topologia della modalità di corrente dell'LT8620 fornisce una risposta rapida in caso di corrente di uscita transitoria e assicura un'eccezionale stabilità del loop. Altre caratteristiche sono la compensazione interna, l'indicatore *power good*, il soft-start, la tracciatura e la protezione termica.

L'LT8620EUDD viene offerto in un package QFN di 3 x 5mm e 24 conduttori, mentre l'LT8620EMSE è offerto in un package MSOP-16E con funzionalità termiche avanzate. I prezzi partono da $3,75/cad. Le versioni per temperature industriali sono testate e garantite per il funzionamento a temperature operative di giunzione comprese tra -40°C e 125°C. Tutte le versioni sono disponibili a magazzino. Per maggiori informazioni, visitare la pagina www.linear.com/product/LT8620

Riepilogo delle caratteristiche: LT8620

Ampio range di tensioni in ingresso: da 3,4V a 65V

Bassissima corrente di riposo con funzionamento Burst Mode®:

IQ da 2,5µA con regolazione da $12V_{IN}$ a $3,3V_{OUT}$, ripple di uscita < $10mV_{PK-PK}$

Funzionamento sincrono ad alto rendimento:

rendimento del 94% a 1A e da $12V_{IN}$ a $5V_{OUT}$

Rendimento del 92% a 1A e da $12V_{IN}$ a $3,3V_{OUT}$

Rapido tempo minimo di accensione (30ns):

Basso dropout in qualsiasi condizione: 250mV a 1A

Supporta in sicurezza la saturazione degli induttori in condizioni di sovraccarico

Basse emissioni elettromagnetiche

Regolabile e sincronizzabile: da 200kHz a 2,2MHz

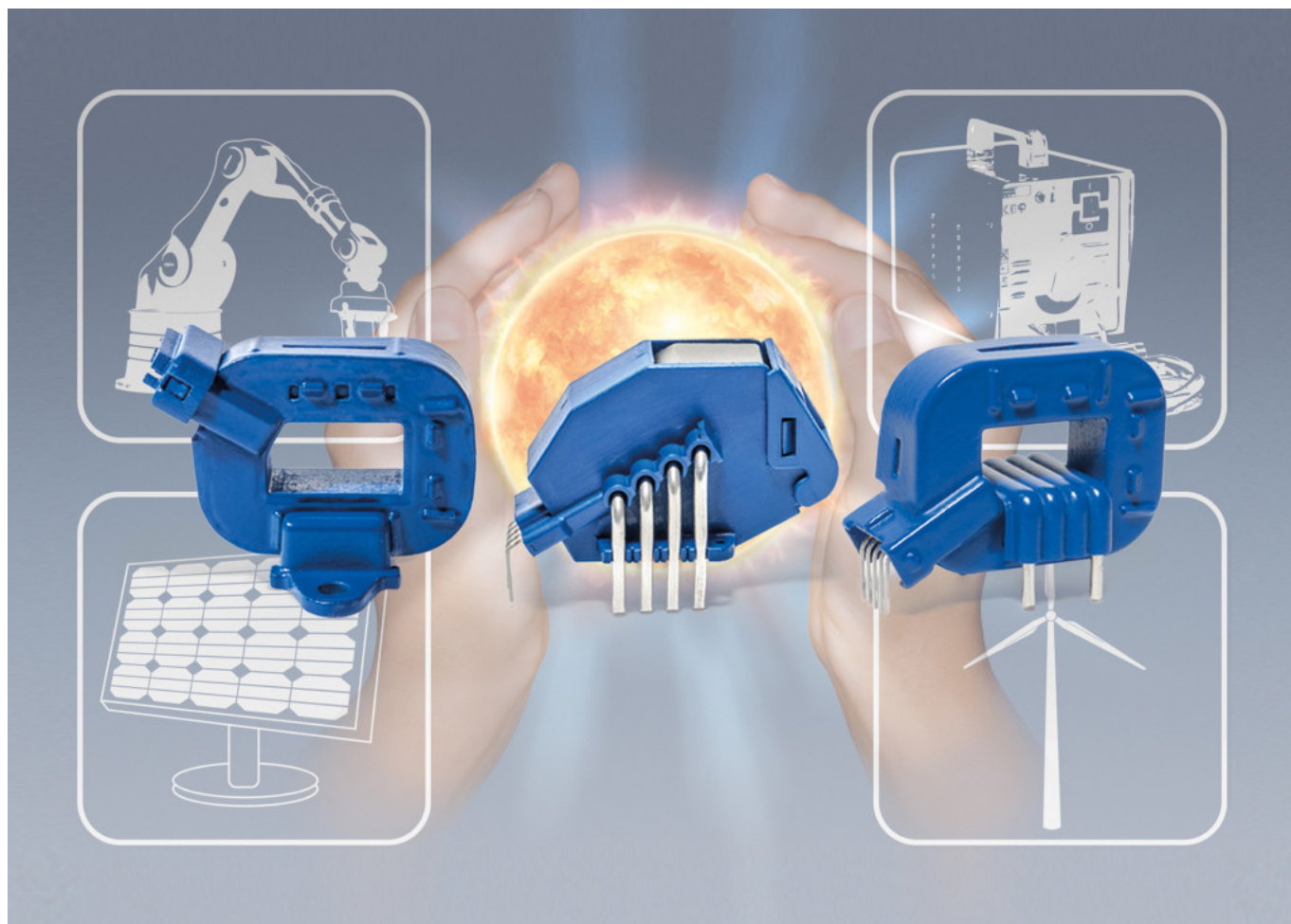
Soglia precisa per pin di attivazione da 1V

Compensazione interna

Soft-start e tracciatura uscite

Package MSOP compatto a 16 conduttori con funzionalità termiche avanzate e QFN di 3 × 5mm e 24 conduttori

LEM estende la gamma di misurazioni arrivando a 250A

By Redazione | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

LEM annuncia l'arrivo di tre nuove serie HO ad elevate prestazione di trasduttori di corrente che estendono la misurazione di corrente nominale fino a 250A e offrono varie possibilità di montaggio. Il recente lancio dei primi dispositivi della serie HO ha permesso un superamento dei compromessi tra prestazioni, costi, dimensioni e versatilità di montaggio. Le tre nuove serie HO offrono il tipo di montaggio richiesto dall'utilizzatore: PCB, a pannello o *busbar*, con connettore integrato o con apertura (15 x 8 mm); una gamma di opzioni. Le possibilità di montaggio offrono ai clienti flessibilità, con fino a tre montaggi intercambiabili per la serie HO xxx-S di trasduttori di corrente montati a pannello: uno verticale, uno orizzontale, ed uno sul *busbar* se utilizzato. Il tipo di montaggio può essere modificato dall'utente, per una ulteriore versatilità. La serie HO di trasduttori di corrente misurano segnali pulsati, DC e AC, utilizzando la più recente generazione LEM di Application Specific Integrated Circuit (ASIC) Open-loop ad effetto Hall, che è stata presentata con il lancio delle serie HO 8, 15, 25-NP e -NSM e i modelli HO 6, 10 e 25-P. Le nuove serie offrono derive offset e di guadagno che sono due volte più accurate su tutta la gamma di temperature della precedente generazione e hanno un più veloce tempo di risposta compreso tra 2.5 e 3.5µs.

La serie HO, alimentata da una singola tensione di 3.3V o 5V, può misurare fino a 2,5 volte la corrente nominale primaria ed integra un addizionale pin, che fornisce il rilevamento di sovracorrenti, settato a 2.93 volte la corrente nominale I_{PN} (valore di picco). Offrono anche reporting

dei guasti nel caso di danneggiamento della memoria.

La tecnologia ASIC di LEM consente ai trasduttori Open Loop di avere le prestazioni per confrontarsi con quelli Closed Loop, per migliorare il controllo e l'efficienza di sistema ad un prezzo significativamente inferiore.

Elevate distanze di *clearance and creepage* di oltre 8mm ed un *Comparative Tracking Index* (CTI) di 600 significano che, a dispetto dei piccoli package, di 22.95cm^3 a 33.15cm^3, non c'è alcun compromesso sul livello di isolamento offerto tra il primario e circuito di misurazione.

Solitamente, la tensione analogica standard ottenuta all'uscita degli HO viene convertita in un valore digitale attraverso un *Analogue-to-Digital Converter* (ADC), che necessita di una tensione di riferimento fornita dagli HO. Tuttavia, la serie HO può anche essere configurata per effettuare misurazioni in relazione ad una tensione di riferimento esterna.

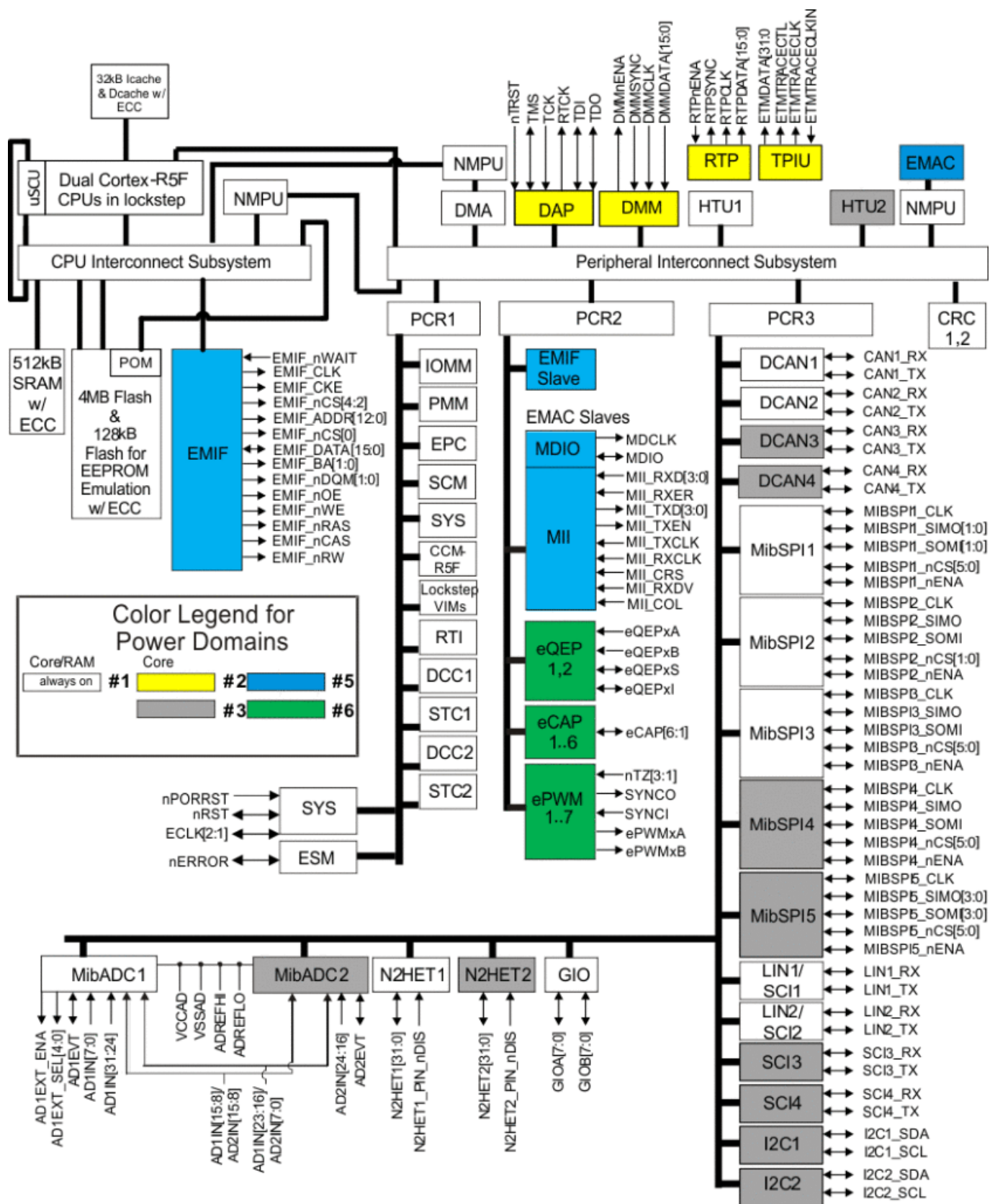
La completa gamma di opzioni offerte dai trasduttori HO li rendono adatti per una ampia scelta di di applicazioni dove siano richieste elevate prestazioni e flessibilità di montaggio. Queste applicazioni includono unità di combinazione pannelli solari PV, e inverter solari, come pure piccoli contatori, driver a velocità variabile, gruppi di continuità e alimentatori *switch-mode*, condizionamento d'aria, elettrodomestici, convertitori statici per driver di motori DC, e robotica. L'ampia gamma di temperature di funzionamento comprese tra -40 e +105°C rende la serie HO molto indicata anche per usi in applicazioni industriali.

I trasduttori di corrente HO sono marchiati CE e sono conformi allo standard EN 50178, e godono di una garanzia LEM pari a 5 anni.

LEM – Nel cuore dell'elettronica di potenza

LEM è il leader di mercato nella la fornitura di soluzioni innovative e di alevata qualità per la misurazione di parametri elettrici. I propri prodotti cardine – i trasduttori di corrente e tensione – vengono utilizzati per una ampia gamma di applicazioni in *drives & welding*, energie rinnovabili e sistemi di alimentazione, trazione, alta precisione, business legati alle auto convenzionali e green. La strategia LEM è quella si sfruttare i punti di forza intrinseci del proprio *core business*, e sviluppare opportunità in nuovi mercati oltre a quelli esistenti con nuove applicazioni. LEM è una azienda gobale di medie dimensioni. Ha sedi produttive a Pechino (Cina), Ginevra (Svizzera), Machida (Giappone) e Sofia (Bulgaria). Attraverso gli uffici commerciali locali, vicine alle sedi dei propri clienti, l'azienda offre una capillare copertura di servizio in tutto il mondo. LEM è nella lista delle *SIX Swiss Exchange* fin dal 1986; il simbolo di borsa è LEHN.

TI presenta il microcontrollore Hercules

By Redazione | Fare Elettronica 345 - Maggio 2014

Ampliando la gamma di componenti di progettazione SafeTI™, Texas Instruments Incorporated (TI) (NASDAQ: TXN) ha presentato i nuovi microcontrollori Hercules™ RM5x e TMS570LC, due MCU

dual-core a 32 bit in modalità lockstep per gli sviluppatori di applicazioni di sicurezza funzionale. Questi due nuovi dispositivi a virgola mobile, specifici per la piattaforma MCU Hercules, incrementano le prestazioni di calcolo del 50 percento rispetto alle attuali MCU ARM® Cortex™-R, consentendo ai progettisti di utilizzare un solo microcontrollore Hercules al posto di diverse MCU discrete o di una combinazione di FPGA-MCU. Le nuove MCU Hercules vantano inoltre la memoria flash e RAM su chip più ampia della gamma Hercules, insieme a diverse migliorie alle funzionalità di sicurezza. Gli sviluppatori di sistemi e software potranno così contare su un processo di debug più approfondito ed efficiente per la profilazione del codice, oltre a una maggiore visibilità operativa grazie a istruzioni integrate in tempo reale e supporto di tracciabilità dei dati.

Studiate per favorire il riutilizzo delle attività di sviluppo e la scalabilità dei prodotti, le nuove MCU in modalità lockstep con memoria cache sono compatibili a livello di software e pin con la gamma attuale di MCU Hercules. Grazie alle nuove MCU Hercules RM5x, gli sviluppatori si possono adeguare più facilmente e velocemente alle normative di sicurezza funzionale IEC 61508 in diverse applicazioni, fra cui segnaletica ferroviaria, impianti anti-skid per aerei, controllori a logica programmabile (PLC), motori, azionamenti e apparecchiature medicali. Allo stesso modo, i nuovi microcontrollori Hercules TMS570LC favoriscono l'adeguamento alla norma di sicurezza funzionale ISO 26262 per applicazioni nel campo dei trasporti, ad esempio sistemi di guida assistita, sistemi a propulsione elettrica e mezzi fuoristrada.

Caratteristiche e vantaggi dei nuovi microcontrollori Hercules RM5x e TMS570LC

- **Copertura di un ventaglio più ampio di prestazioni applicative** con core ARM Cortex-R5 in modalità lockstep in un'architettura con memoria cache e velocità fino a 330MHz che raggiunge picchi di 550 DMIPS, 660 MIPS e 330 MFLOPS. Queste MCU contribuiscono a migliorare ulteriormente le prestazioni del sistema grazie a una nuova architettura di memoria che supporta accessi aggiuntivi paralleli al bus master e a un controllore DMA (Direct Memory Access) multiporta.
- **Supporto di codici applicativi sempre più pesanti ed espansione delle funzionalità del sistema con la memoria ECC su chip più grande attualmente disponibile** nella gamma Hercules, che offre fino a 4 MB di flash integrata per i programmi, 512 KB di RAM su chip e 128 KB di flash dati per emulazione EEPROM.
- **Conformità IEC 61508 SIL-3 e ISO 26262 ASIL-D** e certificazione dell'applicazione del prodotto finale con le MCU Hercules e i relativi componenti del package SafeTI, che comprendono: componenti semiconduttori relativi alla sicurezza, processo di produzione di qualità, processo di sviluppo della sicurezza, documentazione di sicurezza, strumenti e software.
- **Semplificazione dello sviluppo del software** con la libreria di diagnostica TI e il software HALCoGen per lo sviluppo di driver. TI offre inoltre il modulo MCAL con supporto AUTOSAR 4.0.3 per i dispositivi TMS570LC. Il kit ARM Compiler Qualification di TI aiuta gli sviluppatori a documentare, analizzare, validare e qualificare l'utilizzo del compilatore ARM di TI, per soddisfare i requisiti delle norme IEC 61508 e ISO 26262.
- **Semplificazione della progettazione di applicazioni di sicurezza funzionale con diagnostica su chip avanzata.** Alle funzionalità di sicurezza delle attuali MCU Hercules, i nuovi dispositivi aggiungono un gestore di interrupt vettoriale lockstep, nuova diagnostica di interconnessione sul chip e protezione estesa della memoria per la CPU e i bus master. Questi dispositivi offrono anche correzione di errore a singolo bit e rilevamento di errori a doppio bit tramite ECC per cache di istruzioni e dati e per alcuni buffer RAM periferici.
- **Connessione in rete, raccolta dati e aggiornamenti software** con connettività Ethernet, FlexRay e CAN a bordo**.**

- **Utilizzo dell'alimentatore multi-rail complementare TPS65381-Q1 di TI** per un chipset SafeTI destinato a progetti di sicurezza funzionale che richiedono diversi "rami" di alimentazione, alimentazione integrata dei sensori, diagnostica di sicurezza funzionale e documentazione di supporto
- **Avvio rapido della fase di sviluppo** grazie agli Hercules Development Kit (TMDXRM57LHDK o TMDXTMS570LCHDK) che comprendono una scheda di sviluppo, l'ambiente di sviluppo integrato (IDE) Code Composer Studio™ di TI, l'ambiente di sviluppo del coprocessore-temporizzatore, lo strumento di configurazione delle periferiche HALCoGen e una demo di sicurezza.
- **Procedura di debug avanzata con funzionalità di tracciamento in tempo reale.** I microcontrollori Hercules RM57x e TMS570LC offrono funzionalità cycle-accurate per istruzioni e tracciamento dati attraverso la ARM Embedded Trace Macrocell™ (ETM) con larghezza di banda di 6 Gbps. Richiedete subito un Hercules Trace Development Kit (PN: RM57-PROTRACE, 570LC-PROTRACE).

Prezzi e disponibilità

I nuovi microcontrollori Hercules RM57x hanno un prezzo di $28,32, mentre le MCU Hercules TMS570x con tecnologia FlexRay e qualifica Q100 hanno un prezzo di $32,15 USD per quantitativi di 10 mila pezzi; entrambi sono già disponibili per ordini di campionature. È già disponibile anche una gamma di strumenti da $199 a $3,699 (per funzionalità complete di debug in tempo reale) e software gratuiti.

L'innovazione al centro delle MCU di TI

Sulle solide fondamenta di una tecnologia di processo all'avanguardia, alle quali si aggiungono un'architettura di sistema unica, proprietà intellettuale e competenza sistemistica nel mondo reale, TI segue da oltre 20 anni un percorso di innovazione nel campo dei microcontrollori, con le MCU a potenza ultra-bassa MSP, le MCU con controllo in tempo reale C2000™, le MCU Tiva™ ARM® e le MCU di sicurezza Hercules™. I progettisti possono velocizzare il time-to-market con l'ecosistema di strumenti, software e soluzioni di connettività wireless, la ricca offerta e l'assistenza tecnica della Design Network di TI.